

Ref Q61808

Claim 1 describes

“as a first step, a means which performs threshold discrimination on the maximum value of the correlated power against an arbitrary threshold value, and if the threshold value is not exceeded, starts over at the first step;

“as a second step, a means which compares an arbitrarily set threshold value with the value of said maximum correlated sum and starts over at the first step if the threshold value is not exceeded”;

however, if the mean value of values excluding the “maximum value of correlated power” or the “value of the maximum correlated sum” is taken as the “threshold value” in the manner of Claim 2, Claim 3 and Figure 3, the “maximum value of correlated power” and “the value of the maximum correlated sum” will always exceed such a “threshold value”, and the occasion of restarting from the first step should never arise.

Thus, it is unclear under what specific conditions the case of restarting from the first step as described in Claim 1 would arise.

Consequently, the detailed description of the invention as per the present application has not been worded sufficiently clearly and completely for a person skilled in the art to be able to work the invention as per Claim 1 and the inventions as per Claims 2 through 6 which cite Claim 1.

整理番号 68501791

発送番号 239094

発送日 平成14年 8月13日 1/2

拒絶理由通知書

特許出願の番号	平成11年 特許願 第327946号
起案日	平成14年 7月18日
特許庁審査官	大日方 和幸 7608 5J00
特許出願人代理人	鈴木 弘男 様
適用条文	第36条

この出願は、次の理由によって拒絶をすべきものである。これについて意見があれば、この通知書の発送の日から60日以内に意見書を提出して下さい。

理 由

この出願は、発明の詳細な説明の記載が下記の点で、特許法第36条第4項に規定する要件を満たしていない。

記

請求項1において、

「第1段階として…相関電力値の最大値…と任意のしきい値としきい値判定を行い、しきい値を超えない場合は、再度第1段階から行う手段と、

第2段階として…任意に設定したしきい値と該最大の相関和の値とを比較し、しきい値を超えない場合は再度第1段階から行う手段」

と記載されているが、請求項2、請求項3や図3のように、「相関電力値の最大値」や「最大の相関和の値」を除いた値の平均値を「しきい値」とすると、常に「相関電力値の最大値」や「最大の相関和の値」はそのような「しきい値」を越えてしまい、再度第1段階から行うことは生じないはずである。

したがって、請求項1に記載されている再度第1段階から行う場合が、具体的にどのような状況で生じるのか不明である。

よって、この出願の発明の詳細な説明は、当業者が請求項1に係る発明及び、請求項1を引用している請求項2～6に係る発明を実施することができる程度に明確かつ十分に記載されていない。

先行技術文献調査結果の記録

・調査した分野 I P C 第7版
 H 0 4 B 7 / 2 4 - 7 / 2 6 , 1 1 3

発送番号 239094

2 / 2

H04Q7/00-7/38

・先行技術文献

特開平11-196460号公報

*(This reference is not a relevant art,
but a related art.)*

この拒絶理由の内容に関して問い合わせがある場合は下記まで連絡されたい。

審査第4部伝送システム 大日方（オビナタ）和幸TEL.03(3581)1101 EX.3536

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-196460

(43)Date of publication of application : 21.07.1999

(51)Int.Cl.

H04Q 7/38
H04B 7/26
H04B 1/707

(21)Application number : 09-355906

(71)Applicant : NTT MOBIL COMMUN NETWORK INC

(22)Date of filing : 24.12.1997

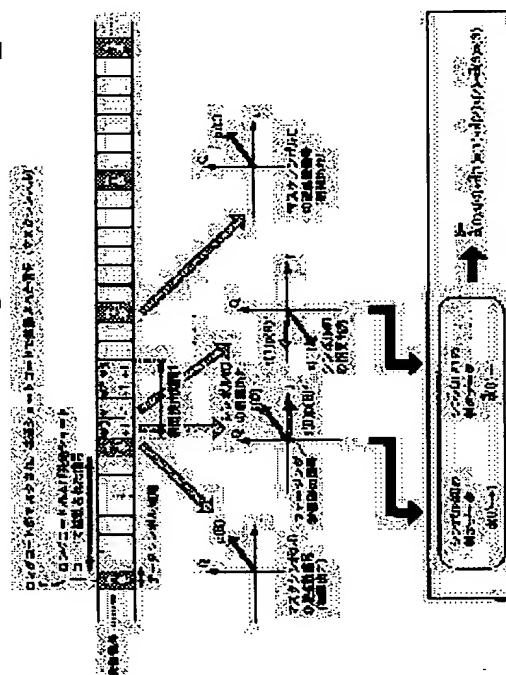
(72)Inventor : HIGUCHI KENICHI
ADACHI FUMIYUKI
SAWASHI MAMORU
ONO HIROSHI
AZUMA AKIHIRO

(30)Priority

Priority number : 09306080 Priority date : 07.11.1997 Priority country : JP

(54) SIGNAL TRANSMISSION METHOD AND SPREAD CODE SYNCHRONIZING METHOD FOR MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make it possible to achieve a quick and highly accurate initial synchronization (cell search) in a cellular communication using a direct spread (DS)-CDMA.**SOLUTION:** Correlation detection output vectors obtained by performing correlation detection with a code multiplying a reception signal, a long code and a common short code between sections (correlation detection period 1) of symbols #0 to #3 among the reception signals are made $s(0)$ to $s(3)$. The $s()$ has its phase revolving in accordance with data (+1 or -1 in the example) of the symbol. Thus, if the $s()$ is made to be a vector sum as it is, accurate correlation detection cannot be performed because it happens that the correlation delete themselves between the symbols; so the correlation of the reception signal and a common short code is detected in a reception timing of a mask symbol B and data modulation element, an amplitude and a phase fluctuation caused by Rayleigh fading are eliminated from the $s()$ by using its correlation detection output (an inverse spread signal) vector $p(B)$.**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

08.03.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-196460

(43)公開日 平成11年 (1999) 7月21日

(51) Int. Cl. ⁸	識別記号	F I
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 B 7/26 1 0 9 N
H 0 4 B 7/26		N
1/707		H 0 4 J 13/00 D

審査請求 未請求 請求項の数28 O L (全 59 頁)

(21)出願番号	特願平9-355906	(71)出願人	392026693 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号
(22)出願日	平成9年 (1997) 12月24日	(72)発明者	樋口 健一 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
(31)優先権主張番号	特願平9-306080	(72)発明者	安達 文幸 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
(32)優先日	平9 (1997) 11月7日	(72)発明者	佐和橋 衛 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
(33)優先権主張国	日本 (J P)	(74)代理人	弁理士 谷 義一 (外3名)

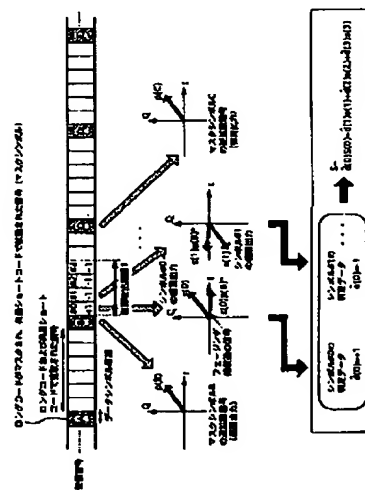
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 移動通信システムにおける信号の伝送方法および拡散符号同期法

(57)【要約】

【課題】 DS-SSDMAを用いたセルラ通信における高速かつ高精度な初期同期 (セルサーチ) を達成すること。

【解決手段】 受信信号中のシンボル# 0 ~ # 3 の区間 (相関検出期間 1) で受信信号とロングコードと共通ショートコードを乗積した符号との相関検出を行って得た相関検出力ベクトルを $s(0) \sim s(3)$ とする。 $s(i)$ はシンボルのデータ (例では +1 か -1) に応じて位相が回転している。そのため、 $s(i)$ をそのままベクトル和してしまうとシンボル間で相関が打ち消し合う場合が生じ精度の高い相関検出ができないので、マスクシンボル B の受信タイミングで受信信号と共通ショートコードとの相関を検出して、その相関検出力 (逆拡散信号) ベクトル $p(B)$ を用いて $s(i)$ からデータ変調成分およびレイリーフェージングによる振幅、位相変動を取り除く。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を伝送する直接拡散CDMA通信方式において、

情報シンボル周期の繰返し周期を有する各基地局に共通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用して、前記短周期拡散符号群の第1短周期拡散符号および前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号で2重に拡散し、一定周期で前記長周期拡散符号をマスクした信号を受信し、

前記受信によって得られた受信拡散変調信号に対して、前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関検出値を複数の短周期拡散符号周期にわたって検出し、検出した相関検出値を平均化し、平均化した相関検出値から前記受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出する際に、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号を参照信号として伝搬路推定を行い、

前記伝搬路推定値を用いて前記各短周期拡散符号周期間の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関出力に含まれるデータ変調成分を検出し、

前記各短周期拡散符号周期間の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関出力に含まれるデータ変調成分および伝搬路変動にともなう位相回転を取り除いた相関出力値を同相加算によって平均化することを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項2】 請求項1において、

さらに各基地局で用いられる長周期拡散符号の種類に応じた第2短周期拡散符号でバースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、

前記伝搬路推定は、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号と前記第2短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号の少なくとも1つを参照信号として行うことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項3】 情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を伝送する直接拡散CDMA通信方式において、

情報シンボル周期の繰返し周期を有する各基地局に共通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用して、前記長周期拡散符号をマスクして前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を伝送する回数が前記長周期拡散符号周期Lに対して複数回nであり、かつ周期が等間隔の周期L/nである信号を伝送する際に、

さらに、前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミ

2

ングを示す第3短周期拡散符号で拡散された信号をバースト的に既知のタイミングで送信することを特徴とする信号の伝送方法。

【請求項4】 請求項3において、

前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号は、送信する符号のパターンにより長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを表わすことを特徴とする信号の伝送方法。

【請求項5】 請求項3において、

10 前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号は、送信されるタイミングにより長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを表わすことを特徴とする信号の伝送方法。

【請求項6】 請求項3～5のいずれかの伝送信号を受信し、

受信信号と第1短周期拡散符号との相関を前記周期L/nで観測し最大の相関値を得るタイミングから、前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングを検出し、

20 前記得られた第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングから、前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号の受信タイミングを検出し、

前記第3短周期拡散符号の受信タイミングで受信信号と第3短周期拡散符号との相関検出処理を行ない相関出力値から長周期拡散符号の受信タイミングを検出し、

30 前記長周期拡散符号の受信タイミングにおいて、受信信号と前記長周期拡散符号群の各長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号との相関検出処理を行ない相関出力値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出することを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項7】 請求項3～5のいずれかにおいて、

さらに、前記長周期拡散符号の種類に応じた第2短周期拡散符号で拡散された信号をバースト的に既知のタイミングで送信することを特徴とする信号の伝送方法。

【請求項8】 請求項7の伝送信号を受信し、

40 受信信号と第1短周期拡散符号との相関を前記周期L/nで観測し最大の相関値を得るタイミングから、前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングを検出し、

前記得られた第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングから、前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号の受信タイミングを検出し、

前記第3短周期拡散符号の受信タイミングで受信信号と第3短周期拡散符号との相関検出処理を行ない相関出力値から長周期拡散符号の受信タイミングを検出し、

50 前記得られた第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングもしくは長周期拡散符号の受信タイミングから、前記第2短周期拡散符号で拡散された信

号の受信タイミングを検出し、

前記第2短周期拡散符号で拡散された信号の受信タイミングで第2短周期拡散符号と受信信号との相関検出処理を行ない相関出力値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を含む長周期拡散符号群を検出し、

前記長周期拡散符号の受信タイミングにおいて、受信信号と前記検出した受信信号を拡散する長周期拡散符号を含む長周期拡散符号群の各長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号との相関検出処理を行ない相関出力値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出することを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項9】 請求項1または2において、請求項3、4、5および7のいずれかの伝送信号を受信し、

前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号と前記第2短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号と前記第3短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号の少なくとも一つを参照信号として伝搬路推定を行い、

前記伝搬路推定値を用いて前記各短周期拡散符号周期間の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関出力に含まれるデータ変調成分を検出し、

前記各短周期拡散符号周期間の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関出力に含まれるデータ変調成分および伝搬路変動にともなう位相回転を取り除いた相関出力値を同相加算によって平均化し、

前記平均化した相関出力値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出することを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項10】 情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を送送する直接拡散CDMA通信方式において、

情報シンボル周期の繰返し周期を有する各基地局に共通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用して、前記短周期拡散符号群の第1短周期拡散符号および前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号で2重に拡散し、一定周期で前記長周期拡散符号をマスクした信号に、さらに各基地局で用いられる長周期拡散符号の種類に応じた第2短周期拡散符号でバースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、

前記受信によって得られた受信拡散信号に対して、第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングもしくは長周期拡散符号の受信タイミングから、前記第2短周期拡散符号で拡散された信号の受信タイミングを検出し、このタイミングで第2短周期拡散符号と受信信号との相関検出処理を複数回行って、前記第2短

周期拡散符号と受信信号との相関検出値を平均化し、平均化した相関検出値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を含む長周期拡散符号群を検出する際に、

前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号を参照信号として伝搬路推定を行い、

前記伝搬路推定値を用いて前記第2短周期拡散符号と受信信号との相関検出出力に含まれる伝搬路変動にともなう位相回転量を検出し、

10 前記第2短周期拡散符号と受信信号との相関検出出力に含まれる前記伝搬路変動にともなう位相回転を取り除いた相関出力値を同相加算によって平均化することを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項11】 請求項10において、

請求項7の伝送信号を受信する際に、前記伝搬路推定は、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号と前記第3短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号の少なくとも一つを参照信号として行うことを特徴とする拡散符号同期法。

20 【請求項12】 請求項3、4および5のいずれかの伝送信号を受信し、

前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングから、前記第3短周期拡散符号で拡散された信号の受信タイミングを検出し、このタイミングで第3短周期拡散符号と受信信号との相関検出処理を複数回行って第3短周期拡散符号と受信信号との相関検出値を平均化し、平均化した相関検出値から長周期拡散符号の受信タイミングを検出する際に、

30 前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号を参照信号として伝搬路推定を行い、

前記伝搬路推定値を用いて前記第3短周期拡散符号と受信信号との相関検出出力に含まれる伝搬路変動にともなう位相回転量を検出し、

前記第3短周期拡散符号と受信信号との相関検出出力に含まれる前記伝搬路変動にともなう位相回転を取り除いた相関出力値を同相加算によって平均化することを特徴とする拡散符号同期法。

40 【請求項13】 請求項12において、

請求項7の伝送信号を受信し、前記伝搬路推定は、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号と前記第2短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号の少なくとも一つを参照信号として行うことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項14】 情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を送送する直接拡散CDMA通信方式において、

50 情報シンボル周期の繰返し周期を有する各基地局に共

通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰り返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用して、前記短周期拡散符号群の第1短周期拡散符号および前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号で2重に拡散し、一定周期で前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信し、

前記受信によって得られた受信拡散変調信号に対して、前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関検出値を複数の短周期拡散符号周期にわたって検出し、検出した相関検出値を平均化し、平均化した相関検出値から前記受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出する際に、前記受信信号と第1短周期拡散符号との相関検出を行い、該相関検出によって得られた相関値の大きさに基づいて前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信する第1のタイミングを検出し、前記検出した第1のタイミングで前記受信信号と第1短周期拡散符号との相関検出を互いに Δ 位相(Δ 位相は aT_c に相当： a は実数、 T_c はチップ周期)ずれたタイミングで行い、当該各タイミングにおける相関値の大きさに基づいて、前記第1のタイミングを更新することを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項15】 請求項14において、さらに各基地局で用いられる長周期拡散符号の種類に応じた第2短周期拡散符号でバースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、前記第1のタイミングを検出する際に、前記受信信号と第1短周期拡散符号と前記第2短周期拡散符号との相関検出を行うことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項16】 請求項14において、さらに前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号でバースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、前記第1のタイミングを検出する際に、前記受信信号と第1短周期拡散符号と前記第3短周期拡散符号との相関検出を行うことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項17】 請求項15において、さらに前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号でバースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、前記第1のタイミングを検出する際に、前記受信信号と第1短周期拡散符号と前記第2短周期拡散符号と前記第3短周期拡散符号との相関検出を行うことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項18】 請求項1の拡散符号同期法に請求項14の拡散符号同期法を適用したことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項19】 請求項2の拡散符号同期法に請求項15の拡散符号同期法を適用したことを特徴とする拡散符号同期法。

号同期法。

【請求項20】 請求項6の拡散符号同期法に請求項14および16の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項21】 請求項8の拡散符号同期法に請求項14、16および17の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項22】 請求項9の拡散符号同期法に請求項14、16および17の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項23】 請求項10の拡散符号同期法に請求項14および15の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項24】 請求項11の拡散符号同期法に請求項14、16および17の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項25】 請求項12の拡散符号同期法に請求項14および16の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項26】 請求項13の拡散符号同期法に請求項14、16および17の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする拡散符号同期法。

【請求項27】 情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を伝送する直接拡散CDMA通信方式において、

情報シンボル周期の繰り返し周期を有する各基地局に共通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰り返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用して、前記短周期拡散符号群の第1短周期拡散符号および前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号で2重に拡散して信号を伝送する際に、一定周期で、前記長周期拡散符号をマスクし、前記第1短周期拡散符号と異なる拡散符号のみで拡散された信号を伝送することを特徴とする移動通信システムにおける信号の伝送方法。

【請求項28】 請求項14～26のいずれかにおいて、請求項27の信号の伝送方法によって伝送された信号を受信することを特徴とする拡散符号同期法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、直接拡散を用いてマルチプルアクセスを行う直接拡散CDMA(DS-SS)通信方式を適用する移動通信システムにおける信号の伝送方法および拡散符号同期法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 DS-SS通信方式は従来の情報データ変調信号を高速レートの拡散符号で拡散する2次変調を行って伝送することで複数の通信者が同一の周波数

帯を用いて通信を行なう方式であり、各通信者の識別は拡散符号で行なう。このため、受信機では従来の復調処理を行う前にまず広帯域の受信入力信号を逆拡散という過程で元の狭帯域の信号に戻す必要がある。この受信機の逆拡散では受信信号と受信信号の拡散符号位相に同期した拡散符号レプリカとの相関検出を行う。特に、通信の開始時に受信機の拡散符号レプリカと受信信号の拡散符号位相の同期をとることを初期同期と呼ぶ。

【0003】DS-CDMA通信方式は情報データを情報データレートと比較して非常に高速レートの符号で帯域拡大して伝送する方式であり、最近セルラ方式への適用をめざした研究開発が行われている。これは、DS-CDMA方式が高速情報信号伝送に適するセルラ方式において、従来のFDMA、TDMA方式と比較して加入者容量の増大が見込まれるフレキシブルなセル設計が容易になる等の特徴を有するためである。

【0004】このDS-CDMA方式において拡散符号として情報シンボル周期の繰返し周期を有するショートコードと呼ばれる拡散符号で拡散する方法と情報シンボル周期と比較して非常に長い繰返し周期を有するロングコードと呼ばれる拡散符号で拡散する方法がある。

拡散符号としてはGold符号等が用いられ、Gold符号は2種類のM系列より構成するが、同じ群の属するGold符号は繰返し周期分の数だけ生成できる。

【0005】従って、ショートコードの場合にはGold符号は拡散率(PG)個の数しか生成できず、セルラ方式においては、他セルからの干渉を低減するために、同一の拡散符号を数セル離して用いなければならず、拡散符号配置の繰返し問題が生ずる。

【0006】一方、ロングコードを用いた場合には繰返し周期を非常に長くすることによって、コード数を非常に多く生成することができる。

【0007】従ってマルチセル構成において各セルでは独立に各通信者の拡散符号を割り当てることができる。これは、コード数が非常に多いために同じコードが他のセルでしかも同一タイミングで重なる確率は非常に小さいためである。

【0008】セルラシステムにおいては周辺の建物、山岳、鉄塔等の地物、地形による反射、回折により送信点から最短距離で到達した電波とともに遅延波が存在する。通常、この遅延波は希望波に対しては干渉信号となり受信特性を劣化させる。DS-CDMA方式では情報信号を非常に高速の信号として伝送するため、例えば1MHzの帯域に拡散した場合には、1 μ sの分解能で相関検出を行うことにより、1 μ sの遅延を有する希望波と遅延波を分離でき、独立に復調し合成することにより(RAKE合成と呼ばれる)遅延波の電力も有効に活用できる利点を有する。

【0009】この場合ショートコードシステムにおいては、連続する情報シンボルが同一パターンの拡散符号で

拡散されているため、1情報シンボル以上の遅延波は合成することはできない。一方ロングコードは連続する情報シンボルは異なるパターンの拡散符号で拡散されているため、1情報シンボル以上の遅延を有する遅延波もRAKE合成することができる。

【0010】このようにロングコードは種々の利点を有するが拡散符号の同期に時間がかかるというデメリットがある。すなわち、DS-CDMAの受信機では通信の開始時に受信信号の拡散符号位相に受信機での拡散符号レプリカの位相を同期させる必要がある。ロングコードはショートコードと比較してサーチすべき拡散符号位相が非常に多いため、同期をとるために非常に時間がかかる。

【0011】一方、受信機で相関検出を行う構成としては図3に示すマッチトフィルタと図4に示すスライディング相関器がある。

【0012】(図3の説明) マッチトフィルタは拡散率個数分の遅延素子1(通常1チップ遅延)と拡散符号乗算器2(通常の場合拡散符号レプリカは2値であるのでE \times O \times R回路で構成できる)より構成される。ベースバンド帯(ゼロIF周波数)に周波数変換された拡散変調信号はマッチトフィルタに拡散率分入力され、拡散符号レプリカ生成部3からの拡散符号レプリカと乗算され、乗算された信号は加算器4で加算される。拡散変調信号と拡散符号レプリカの位相が同期している場合には加算器4の出力に相関ピークが得られ、この相関ピークの電力は非同期位相における平均電力の拡散率倍である。マッチトフィルタはこのように空間積分により相関検出を行うため、拡散符号の初期同期時間が短いというメリットを有する。

【0013】(図4の説明) スライディング相関器は拡散符号レプリカ生成器5から生成される拡散符号レプリカと拡散変調信号を乗算器6(通常の場合拡散符号レプリカは2値であるのでE \times O \times R回路で構成できる)で乗算し、積分・ダンプ回路7で拡散率分積分する。この積分時間は通常情報1シンボル周期である。積分後の信号を振幅2乗検波器8で振幅2乗検波して振幅成分を生成し、この値をしきい値判定回路9でしきい値判定することにより、同期位相であるかどうかを判定する。この積分値がしきい値を越えない場合には非同期位相であると判定して、しきい値判定回路9によってディジタル制御クロック生成器10を制御し、このディジタル制御クロック生成器10によって拡散符号レプリカ生成器5の出力の拡散符号レプリカ位相をJチップ(通常はJ=1)進めて更新する。このようにスライディング相関器は時間積分であるためにマッチトフィルタと比較して回路規模は小さいが、一方初期同期時間を要する。

【0014】以上のように、マッチトフィルタは空間積分のため初期同期時間は短い、回路規模が大きい。一方スライディング相関器は、回路規模が小さいが、初期

同期時間が長い。

【0015】A：サーチすべきロングコードの種類

Q：サーチすべきロングコードの全チップ位相数

PG：拡散率

M：相関検出のための積分シンボル数

T_c ：チップ周期

N_{sc} ：スライディング相関器数

N_{mf} ：マッチトフィルタ数

とすると、熱雑音、他ユーザおよび自チャネル信号の遅延波からの相互相関がない場合には、それぞれの初期同期時間は次のようになる。

【0016】スライディング相関器の場合

【0017】

【数1】 $T_{sc} = A \times Q \times PG \times M \times T_c / N_{sc}$

マッチトフィルタの場合

【0018】

【数2】 $T_{mf} = A \times Q \times M \times T_c / N_{mf}$

となり、ロングコードの場合コード種類Aおよびサーチすべき位相数Qが非常に多いために初期同期に非常に時間がかかるという問題がある。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】前述のように、ロングコードを用いる移動通信システムにおいては移動局が電源を入れてから基地局からの制御チャネルを捕捉する前に拡散符号の同期をとるのに非常に時間がかかるという問題点があった。

【0020】さらに、基地局間の時間同期がとられないセルラ環境において受信機がまずチャネルを補足しようとしたときは、受信しているチャネルを拡散している拡散符号を検出する動作（コードサーチ）も必要となる。実際には複数の基地局から送信されたチャネルを受信するため、各チャネルを拡散している拡散符号を検出し、初期同期を行ってから受信レベルを測定し、接続するチャネルを決定することになる。したがって、セルラ環境でチャネルの初期同期を完了する時間はコードサーチに要する時間となり、上記のように、長周期の拡散符号で拡散を行った場合、非常に大きな時間を要するおそれがある。

【0021】また、移動通信環境では、受信機（移動機）の移動に伴い、通信すべきセル（基地局）が変化する。この切り替えを行うために受信機では通信中の基地局の周辺基地局についても定期的にチャネルの拡散符号同期をとって受信レベルを測定する（セルサーチ）必要がある。

【0022】そこで、ロングコードを用いた移動通信システムにおいて、移動局において拡散符号の初期同期の高速・高精度化を図ることができる信号の伝送方法、送受信機および拡散符号同期法を提供する発明が本出願にかかる発明者等によって出願された（特願平8-272696号）。

【0023】図1は上記先願発明の基本動作アルゴリズムを示す図である。この先願発明では、拡散符号としてショートコードおよびロングコードを用いて制御チャネルを拡散する。複数のセルにおいてショートコードは共通にする。またロングコードは各基地局毎に異なる符号とする。ロングコードは一定周期でMシンボルにわたりマスクする。すなわちこのマスクされた箇所ではショートコードのみで拡散されている（図2参照）。このような拡散符号で拡散された制御チャネルを各基地局毎に送信する。

【0024】図5に先願発明のロングコードの初期同期法のサーチ方法を示す。移動局では、まず各セル共通のショートコードを拡散符号レプリカとしてマッチトフィルタで相関検出を行う。

【0025】この相関検出は、ロングコードのX周期にわたりこのマッチトフィルタで行い、この期間における最大相関出力ピークを検出し、この相関ピークの信号を送信した基地局に接続する。

【0026】この場合ロングコードがマスクされたシンボル（ショートコードのみの拡散シンボル）の次のロングコード位相は予め決めてあるため、ショートコードの最大相関出力ピーク位相からロングコード位相はわかる。ただし各基地局毎にロングコードの種類が異なるため、全てのロングコードについてサーチを行う。このサーチはスライディング相関器で行うことにより低消費電力化を図ることができる。

【0027】この際拡散率積分した信号を、信号の極性を考慮して複数情報シンボル間積分することにより、相関検出信号の精度を高めることができる。従来のロングコードシステムにおけるサーチでは全ての種類のロングコードの全てのチップ位相についてサーチする必要があったが、本発明の方法では大幅な初期同期時間の短縮を図ることができる。また、最初のロングコード1周期のショートコードの相関検出のみにマッチトフィルタを用い、ロングコードのサーチは消費電力の少ないスライディング相関器で行うため相関検出回路の低消費電力化が図られる。

【0028】また、拡散符号の同期が取れた後の通信中のサーチ過程においては電源立ち上げ時の初期同期過程においてマッチトフィルタによってショートコードの拡散符号レプリカを用いてロングコードのマスク部分のショートコード相関ピークを検出し、その上位N個を記憶しておく。通常のセルラ構成ではNは接続する基地局および周辺の6基地局分であり7となる。

【0029】前述のように最もショートコードの相関検出ピーク（受信信号レベル）の大きい基地局には現在接続されているため、移動局の移動に伴うハンドオーバー先の基地局判定のため周辺セルの制御チャネル（止まり木チャネル）の受信信号レベルを検出する必要がある。周辺セルのショートコードの相関検出値の位置は予めわか

っているので、受信信号レベルの大きい順に各同期位置がどの種類のロングコードであるかサーチすればよいので、サーチすべき周辺のセル数をBとすればスライディング相関器を用いた場合のサーチ時間は

【0030】

$$[数3] T_{sc} = (B + (B - 1) + (B - 2) + 2) \times PG \times M \times T_c / N_{sc}$$

となり、大幅にサーチ時間も短縮することができる。なお、このサーチ時間は熱雑音、干渉信号のない、誤検出率ゼロの場合のサーチ時間であり、実際のセルラ環境では熱雑音および他通信者、自チャネルの遅延波の相互相関により充分な同期検出確率を得るためにはサーチ時間を長くする必要がある。しかしながら従来のロングコードのシリアルサーチに比較して大幅に初期同期時間を短縮できることは明らかである。

【0031】本発明は、ロングコードを用いた移動通信システムにおいて、移動局において拡散符号の初期同期のさらなる高速・高精度化を図ることができる信号の伝送方法、送受信機および拡散符号同期法を提供することを目的とする。

【0032】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため請求項1の発明は、情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を伝送する直接拡散CDMA通信方式において、情報シンボル周期の繰返し周期を有する各基地局に共通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用して、前記短周期拡散符号群の第1短周期拡散符号および前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号で2重に拡散し、一定周期で前記長周期拡散符号をマスクした信号を受信し、前記受信によって得られた受信拡散変調信号に対して、前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関検出値を複数の短周期拡散符号周期にわたって検出し、検出した相関検出値を平均化し、平均化した相関検出値から前記受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出する際に、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号を参照信号として伝搬路推定を行い、前記伝搬路推定値を用いて前記各短周期拡散符号周期間の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関出力に含まれるデータ変調成分を検出し、前記各短周期拡散符号周期間の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関出力に含まれるデータ変調成分および伝搬路変動にともなう位相回転を取り除いた相関出力値を同相加算によって平均化することを特徴とする。

【0033】請求項2の発明は、請求項1において、さらに各基地局で用いられる長周期拡散符号の種類に応じ

た第2短周期拡散符号でバースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、前記伝搬路推定は、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号と前記第2短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号の少なくとも1つを参照信号として行うことを特徴とする。

【0034】請求項3の発明は、情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を伝送する直接拡散CDMA通信方式において、情報シンボル周期の繰返し周期を有する各基地局に共通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用し、前記長周期拡散符号をマスクして前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を伝送する回数が前記長周期拡散符号周期Lに対して複数回nであり、かつ周期が等間隔の周期L/nである信号を伝送する際に、さらに、前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号で拡散された信号をバースト的に既知のタイミングで送信することを特徴とする。

【0035】請求項4の発明は、請求項3において、前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号は、送信する符号のパターンにより長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを表わすことを特徴とする。

【0036】請求項5の発明は、請求項3において、前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号は、送信されるタイミングにより長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを表わすことを特徴とする。

【0037】請求項6の発明は、請求項3～5のいずれかの伝送信号を受信し、受信信号と第1短周期拡散符号との相関を前記周期L/nで観測し最大の相関値を得るタイミングから、前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングを検出し、前記得られた第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングから、前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号の受信タイミングを検出し、前記第3短周期拡散符号の受信タイミングで受信信号と第3短周期拡散符号との相関検出処理を行ない相関出力値から長周期拡散符号の受信タイミングを検出し、前記長周期拡散符号の受信タイミングにおいて、受信信号と前記長周期拡散符号群の各長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号との相関検出処理を行ない相関出力値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出することを特徴とする。

【0038】請求項7の発明は、請求項3～5のいずれかにおいて、さらに、前記長周期拡散符号の種類に応じた第2短周期拡散符号で拡散された信号をバースト的に既知のタイミングで送信することを特徴とする。

【0039】請求項8の発明は、請求項7の伝送信号を受信し、受信信号と第1短周期拡散符号との相関を前記周期 L/n で観測し最大の相関値を得るタイミングから、前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングを検出し、前記得られた第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングから、前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号の受信タイミングを検出し、前記第3短周期拡散符号の受信タイミングで受信信号と第3短周期拡散符号との相関検出処理を行ない相関出力値から長周期拡散符号の受信タイミングを検出し、前記得られた第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングもしくは長周期拡散符号の受信タイミングから、前記第2短周期拡散符号で拡散された信号の受信タイミングを検出し、前記第2短周期拡散符号で拡散された信号の受信タイミングで第2短周期拡散符号と受信信号との相関検出処理を行ない相関出力値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を含む長周期拡散符号群を検出し、前記長周期拡散符号の受信タイミングにおいて、受信信号と前記検出した受信信号を拡散する長周期拡散符号を含む長周期拡散符号群の各長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号との相関検出処理を行ない相関出力値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出することを特徴とする。

【0040】請求項9の発明は、請求項1または2において、請求項3、4、5および7のいずれかの伝送信号を受信し、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号と前記第2短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号と前記第3短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号の少なくとも一つを参照信号として伝搬路推定を行い、前記伝搬路推定値を用いて前記各短周期拡散符号周期間の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関出力に含まれるデータ変調成分を検出し、前記各短周期拡散符号周期間の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関出力に含まれるデータ変調成分および伝搬路変動にともなう位相回転を取り除いた相関出力値を同相加算によって平均化し、前記平均化した相関出力値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出することを特徴とする。

【0041】請求項10の発明は、情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を送信する直接拡散CDMA通信方式において、情報シンボル周期の繰り返し周期を有する各基地局に共通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰り返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用して、前記短周期拡散符号群の第1短周期拡散符号および前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号で2重に拡散し、一定周期で前記長周期拡散符号をマスクした信号

に、さらに各基地局で用いられる長周期拡散符号の種類に応じた第2短周期拡散符号でパースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、前記受信によって得られた受信拡散信号に対して、第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングもしくは長周期拡散符号の受信タイミングから、前記第2短周期拡散符号で拡散された信号の受信タイミングを検出し、このタイミングで第2短周期拡散符号と受信信号との相関検出処理を複数回行なって、前記第2短周期拡散符号と受信信号との相関検出値を平均化し、平均化した相関検出値から受信信号を拡散する長周期拡散符号を含む長周期拡散符号群を検出する際に、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号を参照信号として伝搬路推定を行い、前記伝搬路推定値を用いて前記第2短周期拡散符号と受信信号との相関検出出力に含まれる伝搬路変動にともなう位相回転量を検出し、前記第2短周期拡散符号と受信信号との相関検出出力に含まれる前記伝搬路変動にともなう位相回転を取り除いた相関出力値を同相加算によって平均化することを特徴とする。

【0042】請求項11の発明は、請求項10において、請求項7の伝送信号を受信する際に、前記伝搬路推定は、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号と前記第3短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号の少なくとも一つを参照信号として行うことを特徴とする。

【0043】請求項12の発明は、請求項3、4および5のいずれかの伝送信号を受信し、前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信するタイミングから、前記第3短周期拡散符号で拡散された信号の受信タイミングを検出し、このタイミングで第3短周期拡散符号と受信信号との相関検出処理を複数回行なって第3短周期拡散符号と受信信号との相関検出値を平均化し、平均化した相関検出値から長周期拡散符号の受信タイミングを検出する際に、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号を参照信号として伝搬路推定を行い、前記伝搬路推定値を用いて前記第3短周期拡散符号と受信信号との相関検出出力に含まれる伝搬路変動にともなう位相回転量を検出し、前記第3短周期拡散符号と受信信号との相関検出出力に含まれる前記伝搬路変動にともなう位相回転を取り除いた相関出力値を同相加算によって平均化することを特徴とする。

【0044】請求項13の発明は、請求項12において、請求項7の伝送信号を受信し、前記伝搬路推定は、前記第1短周期拡散符号と受信拡散変調信号との最大相関出力信号を得た時間位置における逆拡散信号と前記第2短周期拡散符号で拡散された信号を逆拡散して得られる信号の少なくとも一つを参照信号として行うことを特

徴とする。

【0045】請求項14の発明は、情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を伝送する直接拡散CDMA通信方式において、情報シンボル周期の繰り返し周期を有する各基地局に共通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰り返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用して、前記短周期拡散符号群の第1短周期拡散符号および前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号で2重に拡散し、一定周期で前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信し、前記受信によって得られた受信拡散変調信号に対して、前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号と第1短周期拡散符号を乗じた符号と受信拡散変調信号との相関検出値を複数の短周期拡散符号周期にわたって検出し、検出した相関検出値を平均化し、平均化した相関検出値から前記受信信号を拡散する長周期拡散符号を検出する際に、前記受信信号と第1短周期拡散符号との相関検出を行い、該相関検出によって得られた相関値の大きさに基づいて前記第1短周期拡散符号のみで拡散された信号を受信する第1のタイミングを検出し、前記検出した第1のタイミングで前記受信信号と第1短周期拡散符号との相関検出を互いに Δ 位相(Δ 位相は aT_c に相当： a は実数、 T_c はチップ周期)ずれたタイミングで行い、当該各タイミングにおける相関値の大きさに基づいて、前記第1のタイミングを更新することを特徴とする。

【0046】請求項15の発明は、請求項14において、さらに各基地局で用いられる長周期拡散符号の種類に応じた第2短周期拡散符号でバースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、前記第1のタイミングを検出する際に、前記受信信号と第1短周期拡散符号と前記第2短周期拡散符号との相関検出を行うことを特徴とする。

【0047】請求項16の発明は、請求項14において、さらに前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号でバースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、前記第1のタイミングを検出する際に、前記受信信号と第1短周期拡散符号と前記第3短周期拡散符号との相関検出を行うことを特徴とする。

【0048】請求項17の発明は、請求項15において、さらに前記長周期拡散符号の先頭部を送信するタイミングを示す第3短周期拡散符号でバースト的に既知のタイミングで拡散された信号を受信し、前記第1のタイミングを検出する際に、前記受信信号と第1短周期拡散符号と前記第2短周期拡散符号と前記第3短周期拡散符号との相関検出を行うことを特徴とする。

【0049】請求項18の発明は、請求項1の拡散符号同期法に請求項14の拡散符号同期法を適用したことを特徴とする。

【0050】請求項19の発明は、請求項2の拡散符号同期法に請求項15の拡散符号同期法を適用したことを特徴とする。

【0051】請求項20の発明は、請求項6の拡散符号同期法に請求項14および16の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする。

【0052】請求項21の発明は、請求項8の拡散符号同期法に請求項14、16および17の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする。

10 【0053】請求項22の発明は、請求項9の拡散符号同期法に請求項14、16および17の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする。

【0054】請求項23の発明は、請求項10の拡散符号同期法に請求項14および15の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする。

【0055】請求項24の発明は、請求項11の拡散符号同期法に請求項14、16および17の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする。

20 【0056】請求項25の発明は、請求項12の拡散符号同期法に請求項14および16の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする。

【0057】請求項26の発明は、請求項13の拡散符号同期法に請求項14、16および17の少なくとも1つの拡散符号同期法を適用したことを特徴とする。

【0058】請求項27の発明は、情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域拡大して信号を伝送する直接拡散CDMA通信方式において、情報シンボル周期の繰り返し周期を有する各基地局に共通な短周期拡散符号群と情報シンボル周期に比較して繰り返し周期の長い基地局毎に異なる長周期拡散符号群とを使用して、前記短周期拡散符号群の第1短周期拡散符号および前記長周期拡散符号群の長周期拡散符号で2重に拡散して信号を伝送する際に、一定周期で、前記長周期拡散符号をマスクし、前記第1短周期拡散符号と異なる拡散符号のみで拡散された信号を伝送することを特徴とする。

【0059】請求項28の発明は、請求項14~26のいずれかにおいて、請求項27の信号の伝送方法によって伝送された信号を受信することを特徴とする。

【0060】

40 【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施形態を詳細に説明する。尚、以下の説明では、「共通ショートコード」は請求項中の「第1短周期拡散符号」を、「ロングコード」は請求項中の「長周期拡散符号」を、「グループ識別コード」は請求項中の「第2短周期拡散符号」を、「ロングコードタイミング確定コード」は請求項中の「第3短周期拡散符号」を示す。

【0061】図6に本発明請求項1の動作例を示す。この送信フレーム構成では、拡散符号としてショートコードおよびロングコードを用いて制御チャネルを拡散する。50 複数のセルにおいてショートコードは共通にする。

またロングコードは各基地局毎に異なる符号とする。ロングコードは一定周期でMシンボルにわたりマスクする。すなわちこのマスクされた箇所ではショートコードのみで拡散されている。このような拡散符号で拡散された制御チャネルを各基地局毎に送信する。ロングコードおよび共通ショートコードで拡散された信号にはデータ変調がなされている。図6ではデータ変調として2相位相変調方式(BPSK変調)が用いられた場合を例として示している。受信信号中のシンボル#0~#3の区間(相関検出期間1)で受信信号とロングコードと共通ショートコードを乗積した符号との相関検出を行って拡散符号の同期判定を行う場合を説明する。

【0062】相関検出期間1内の各シンボル#0~#3区間を相関積分時間として受信信号と、ロングコードと共通ショートコードを乗積した符号との相関検出力ベクトルを $s(0) \sim s(3)$ とする。 $s()$ はシンボルのデータ(例では+1か-1)に応じて位相が回転している。そのため、 $s()$ をそのままベクトル和してしまうとシンボル間で相関が打ち消し合う場合が生じ精度の高い相関検出ができない。また、移動通信環境下においては、移動局と基地局との間の相対位置の移動に伴うレイリーフェージングに起因する振幅変動、位相変動が生じるため、 $s()$ にはデータ変調による位相回転に加えレイリーフェージングによる振幅、位相変動が加わって検出される。

【0063】そこで、マスクシンボルでの変調をあらかじめ既知としておき、受信信号と共通ショートコードとの相関検出処理を行うことにより受信タイミングのわかっているマスクシンボルを(レイリーフェージング環境下における)受信絶対位相の検出に用いる。相関検出期間1に時間的に最も近いところにあるマスクシンボルBの受信タイミングで受信信号と共通ショートコードとの相関を検出する。その相関検出力(逆拡散信号)ベクトルを $p(B)$ とする。 $p(B)$ はこの時間におけるレイリーフェージングの振幅変動、位相変動を示す参照信号となる。

【0064】 $s()$ に対し $p(B)$ から得られるレイリーフェージングの振幅変動、位相変動を補償した信号をもとに送信されてきたデータを判定する(同期検波)。図6では、レイリーフェージングの振幅変動、位相変動を補償した信号を生成するために例として $s()$ に P

(B)の複素共役を乗算している。図6の例ではデータ変調がBPSKなので、前記補償した信号の同相(I)成分の符号から+1または-1を判定し、判定データとして出力する。データ判定後、 $s()$ に対しデータ変調を補償(すなわち+1または-1を乗積)したうえで、複数シンボル間のベクトル和をもとめる(図中S)。図6の例ではBPSKデータ変調なので判定データが-1の場合に $s()$ を反転させている。本例では参照信号として用いるマスクシンボルを相関検出期間に最も近いシ

ンボルとしたが、参照信号の精度を高めるために、相関検出期間1の近傍の複数のマスクシンボル(例えばB, C)での逆拡散信号ベクトルに対して平均化処理をして参照信号を得ることもできる。また先願発明(特願平8-272696)において示されるような複数のマルチパスに対して相関検出を行う場合には、一般にRake合成として知られるパスタバーシチを加えてデータ変調検出を行うことでデータ変調検出精度を向上できる。

【0065】以上、本発明請求項1を用いると、データ変調を打ち消すために、シンボルごとの相関2乗値の和を求めるような場合と比較して、相関検出値に含まれる雑音や干渉成分を低減することが可能である。

【0066】図7に本発明請求項2の動作例を示す。この例の送信フレーム構成では、グループ識別コードで拡散されたシンボル(a, b, c, d, e...)がマスクシンボル(共通ショートコードで拡散されたシンボルA, B, C, D, E...)にコード多重されている。動作は、本発明請求項1における、マスクシンボルの受信タイミングでの受信信号と共通ショートコードとの相関検出力(逆拡散信号)ベクトルに加え、グループ識別コードで拡散されたシンボルの受信タイミングでの受信信号とグループ識別コードとの相関検出力(逆拡散信号)ベクトルも参照信号として用いるところだけが本発明請求項1と異なる。

【0067】図7中、 $p()$ を平均化した p_{ave} の例として、相関検出期間1の近傍の2つのマスクシンボルの受信タイミングでの受信信号と共通ショートコードとの相関検出力および2つのグループ識別コードで拡散されたシンボルの受信タイミングでの受信信号とグループ識別コードとの相関検出力の単純平均を用いている。他の平均化法を用いることも容易に類推することが可能である。

【0068】図8に本発明請求項3, 4, 5における送信フレーム構成の例を示す。1ロングコード周期に対して等間隔にn回ロングコードがマスクされている。図8の例1では、ロングコードがマスクされた(共通ショートコードで拡散された)シンボルの次のシンボルをロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルとしている。ロングコードタイミング確定コードはロングコードの先頭位置からのロングコードマスク回数に応じて異なる拡散符号 $c\#0 \sim c\#n-1$ が用いられている。図8の例2では、同じようにロングコードタイミング確定コードはロングコードの先頭位置からのロングコードマスク回数に応じて異なる拡散符号 $c\#0 \sim c\#n-1$ が用いられているが、ロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルがマスクシンボル(共通ショートコードで拡散されたシンボル)にコード多重されている。以上の図8の例1, 2では、ロングコードタイミング確定コードとして用いられる拡散符号のパターンがロングコードの先頭位置を示している。

【0069】図8の例3, 4では、ロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルがロングコードの先頭位置から最初のマスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）の次のシンボルに配置、もしくは当マスクシンボル位置にコード多重されている。

【0070】図8の例5では、図8の例3に対してロングコードの先頭位置から最初のマスクシンボルに加え、2番目のシンボルに対してもロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルが附加されている。以上の図8の例3, 4, 5では、ロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの送信位置のパターンがロングコードの先頭位置を示している。

【0071】図8の例6ではロングコードの先頭位置から最初のマスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）および2番目のマスクシンボルに対して各々次のシンボルにロングコードタイミング確定コード $c \# 0$, $c \# 1$ で拡散されたシンボルが配置されている。以上の図8の例6では、ロングコードタイミング確定コードとして用いられる拡散符号のパターンとロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの送信位置のパターンの両方を用いてロングコードの先頭位置を示している。

【0072】以上例に上げたフレーム構成のほかにも多くの送信法が考えられるが、マスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）送信位置に対してロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの送信位置とロングコードタイミング確定コードとして用いられる拡散符号のパターンがあらかじめ受信側で既知のものとなっていることが条件となる。

【0073】図9に本発明請求項7における送信フレーム構成の例を示す。1ロングコード周期に対して等間隔に n 回ロングコードがマスクされている。また以下の各例において、ロングコードタイミング確定コードの送信パターンは図8に示した例を含む各パターンを適用することができる。図9の例1では、ロングコードがマスクされた（共通ショートコードで拡散された）シンボルの次のシンボルをロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボル、さらに次のシンボルをグループ識別コードで拡散されたシンボルとしている。

【0074】図9の例2では、ロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルおよびグループ識別コードで拡散されたシンボルがマスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）にコード多重されている。図9の例3では、ロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルとグループ識別コードで拡散されたシンボルをコード多重したシンボルがマスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）の次のシンボル位置に配置されている。図9の例4では、グループ識別コードで拡散されたシンボルがマスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）にコー

ド多重されており、ロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルはロングコードの先頭位置から最初のマスクシンボルの次のシンボル位置にのみ配置されている。

【0075】図9の例5ではロングコードマスクが2シンボル連続で行われており、先頭のマスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）にグループ識別コードで拡散されたシンボルがコード多重されており、後続のマスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）にロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルがコード多重されている。図9の例6では、ロングコードの先頭位置から k ($k < n - 1$) 回のロングコードマスク位置においてはグループ識別コードで拡散されたシンボルがマスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）にコード多重されており、その後の $n - k$ 回のロングコードマスク位置においてはロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルがマスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）にコード多重されている。

【0076】以上例に上げたフレーム構成のほかにも多くの送信法が考えられるが、マスクシンボル（共通ショートコードで拡散されたシンボル）送信位置に対してロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの送信位置とロングコードタイミング確定コードとして用いられる拡散符号のパターン、および、グループ識別コードで拡散されたシンボルの送信位置とグループ識別コードとして用いられる拡散符号のパターンがあらかじめ受信側で既知のものとなっていることが条件となる。

【0077】図10に本発明請求項6の拡散符号同期法の動作フローを示す。適用する送信フレーム構成は、例えば図8に示すものである。まず、先願発明（特願平8-272696号）に示すように、受信信号と共通ショートコードとの相関検出により、ロングコードマスクのタイミングを求める。次に検出したロングコードマスクのタイミングからロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの受信タイミングを求める。図8の例1の場合には、ロングコードマスクのタイミングから1シンボル周期（共通ショートコード周期）遅れたタイミングである。このロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの受信タイミングで受信信号とロングコードタイミング確定コードとの相関を検出する。図8の例1の場合には、 $c \# 0 \sim c \# n - 1$ の各コードで相関を検出する。図8の例3の場合には、 $c \# 0$ で相関を検出する。本相関検出を連続する n 回のロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの受信タイミングで行う。得られた相関値を

$S(a, x)$

と表わす。ここで、 a は、相関検出に用いたロングコードタイミング確定コードの番号で、 $0 \leq a \leq n - 1$ であり、 x は、相関検出の順番（最初の相関検出を0、次を

21

1, ...とする)で、 $0 \leq x \leq n-1$ である。また、各相関値は2乗検波後の値であり、 $S \geq 0$ である。さらに、移動局で既知である、ロングコードタイミング確定コードの送信パターンを、ロングコードマスクシンボル番号 i ($0 \leq i \leq n-1$) に対応づけて

$P(i, a)$

で表わす。 $P(i, a)$ は1か0の値をとり、送信するロングコードタイミング確定コードの番号に1を、送信

$$Dx = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{a=0}^{n-1} p(i, a) S(a, x \bmod (n-1))$$

【0080】を求める。ここで、 x 回目の相関検出が受信信号のロングコードマスクシンボル番号0に対応するロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの受信タイミングで行われた場合、ロングコードタイミング確定コードの送信パターンが検出した相関値のピーク出現パターンに整合するため、 $D(x)$ が最大となる。これよりロングコードマスクシンボル番号に対応したロングコードマスクシンボルの受信タイミングがわかるので、ロングコードの受信タイミングが検出できる。

【0081】次に行われる、ロングコード同定は、先願発明(特願平8-272696号)と同じ方法で行われるが、各ロングコードに対して n 種類の互いに $1/n$ ロングコード周期に相当する位相差を持つロングコードと受信信号との相関を検出する必要はなく、ロングコードタイミング確定コードで検出されたロングコードの受信タイミングから得られる同期位相に設定されたロングコードと共通ショートコードを乗積した符号と受信信号との相関検出を各ロングコード候補について検出し、相関値の大きさから受信信号のロングコードを同定する。このように、本発明では、ロングコード同定で、1ロングコードについて n 通りの相関検出を行う必要がなくなるので同期確立に要する時間を短縮できる。

【0082】図11に本発明請求項8の拡散符号同期法の動作フローを示す。ここでは本発明請求項6の拡散符号同期法の動作フローに先願発明(特願平8-272696)に示されているロングコード群の検出がロングコードマスクタイミング検出のあとに行われる。適用する送信フレーム構成は例えば図9に示すものである。ロングコード群の検出では、検出したロングコードマスクのタイミングから求まるグループ識別コードで拡散された信号の受信タイミングで受信信号とグループ識別コード候補との相関を検出する。得られた相関検出値に対して、あらかじめ既知のグループ識別コードの送信パターンでの相関和を検出し、最大相関和を得る送信パターンから同定判定を行うロングコード群を決定する。ロングコードの同定では、システムで用意されるすべてのロングコードと受信信号との相関を検出する代りに、検出したロングコード群に含まれるロングコードに対してのみ相関検出を行えばよい。また、図11にはロングコード

22

しないロングコードタイミング確定コードの番号に0を与える。図8の例1の場合には、 $i=a$ のときに P

$(i, a) = 1$ で、他の場合は0である。図8の例3の場合は $P(0, 0)$ のみ1で、他の場合は0である。

【0078】相関検出後、下記の相関和 $D(x)$ を求める。すなわち、

【0079】

【数4】

受信タイミングの検出のあとにロングコード群を検出する構成になっているが、これら2つの検出は同時に行うことも順番を変えて行うことも可能である。

【0083】図12に本発明請求項9の動作例を示す。動作は、本発明請求項1もしくは請求項2における、マスクシンボルの受信タイミングでの受信信号と共通ショートコードとの相関検出出力(逆拡散信号)ベクトル、グループ識別コードで拡散されたシンボルの受信タイミングでの受信信号とグループ識別コードとの相関検出出力(逆拡散信号)ベクトルに加え、ロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの受信タイミングでの受信信号とロングコードタイミング確定コードとの相関検出出力(逆拡散信号)ベクトルも参照信号として用いところだけが本発明請求項1もしくは請求項2と異なる。図12中、 $p()$ を平均化した p_ave の例として、相関検出期間1の近傍の2つのマスクシンボルの受信タイミングでの受信信号と共通ショートコードとの相関検出出力、2つのグループ識別コードで拡散されたシンボルの受信タイミングでの受信信号とグループ識別コードとの相関検出出力、および2つのロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの受信タイミングでの受信信号とロングコードタイミング確定コードとの相関検出出力の単純平均を用いている。他の平均化法を用いることも容易に類推することが可能である。また、フレーム構成も図12に示すものに限らず、図9に示すような他のフレーム構成でも用いることができることは容易に類推できる。

【0084】図13に本発明請求項10、11、12、13の動作例を示す。移動通信環境下においては、移動局と基地局との間の相対位置の移動に伴うレイリーフェージングに起因する振幅変動、位相変動が生じるため、相関検出出力ベクトル $s()$ にはデータ変調による位相回転に、レイリーフェージングによる振幅、位相変動が加わって検出される。このため、例として、フェージング変動が無視できない程互いにはなれたグループ識別コードで拡散されたシンボル C_m と C_n の受信タイミングでの受信信号とグループ識別コードとの相関検出出力 $s(C_m)$ と $s(C_n)$ を平均化することを考えると、同相(I)成分、直交(Q)成分ごとに平均化を行うとレ

イリーフェージングに起因する位相回転量が異なる ($\theta(m)$ と $\theta(n)$) ことにより、正確な平均相関出力の大きさを求めることが困難になる。そこで、本発明請求項10では、ロングコードマスクによって共通ショートコードのみで拡散されたシンボルと共通ショートコードとの相関出力 $s(Am)$ を用いて $\theta(m)$ を推定する。図13の例1では、推定値 $\theta_ave(m)$ として、 $s(Am)$ の位相回転量 $\theta(Am)$ をそのまま用いている。また、図13の例2では、推定値 $\theta_ave(m)$ として、シンボル Cm に時間的に近い位置にあるシンボル $Am-1$ 、 $Am+1$ における相関検出値 $s(Am-1)$ 、 $s(Am+1)$ から得られる位相回転量 $\theta(Am-1)$ 、 $\theta(Am+1)$ も重みをつけて平均化している。平均化により $\theta(m)$ をより精度を高めて検出できるが、レイリーフェージングによる位相変動はシンボル Cm から時間的に離れるほど大きくなるためあまり離れたシンボルとの相関値から得られる位相回転量を平均化することは位相回転量の推定精度を劣化させる結果となる。次に $s(Cm)$ から推定した位相回転量 $\theta_ave(m)$ を逆回転させた相関ベクトル $s'(Cm)$ を求める。 $S(Cn)$ についても同様に $s'(Cn)$ を求め、2相関値の平均 $S_ave = s'(Cm) + s'(Cn)$ として得る。

【0085】さらに、本発明請求項11では、本発明請求項7の送信フレームを用いる場合に、ロングコード群の検出に先立ってロングコード受信タイミングの検出を行う場合に、位相回転量 $\theta(m)$ の推定にロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボル Bm とロングコードタイミング確定コードとの相関出力 $s(Bm)$ も用いる。図13の例3では、推定値 $\theta_ave(m)$ として、 $s(Am)$ の位相回転量 $\theta(Am)$ と $s(Bm)$ の位相回転量 $\theta(Bm)$ の単純平均を用いている。また、図13の例4では、推定値 $\theta_ave(m)$ として、シンボル Cm に時間的に近い位置にあるシンボル $Am-1$ 、 $Bm-1$ 、 $Am+1$ 、 $Bm+1$ における相関検出値 $s(Am-1)$ 、 $s(Bm-1)$ 、 $s(Am+1)$ 、 $s(Bm+1)$ から得られる位相回転量 $\theta(Am-1)$ 、 $\theta(Bm-1)$ 、 $\theta(Am+1)$ 、 $\theta(Bm+1)$ も重みをつけて平均化している。

【0086】本発明請求項12では、本発明請求項3、4、5の送信フレームを用いる場合に、ロングコード受信タイミングの検出を行う際のロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボル Bm と Bn の受信タイミングでの受信信号とロングコードタイミング確定コードとの相関検出力 $s(Bm)$ と $s(Bn)$ を平均化する際に、本発明請求項10と同じく $s(Am)$ を用いてフェージングによる位相回転を補正した後に同期加算するものであり、その動作例は先に記した本発明請求項10の動作例で Cm を Bm に置き換えたものとなる。

【0087】さらに、本発明請求項13では、本発明請

求項7の送信フレームを用いる場合に、ロングコード受信タイミングの検出に先立ってロングコード群の検出を行う場合に、位相回転量 $\theta(m)$ の推定にグループ識別コードで拡散されたシンボル Cm とロングコードタイミング確定コードとの相関出力 $s(Cm)$ も用いるものであり、その動作例は先に記した本発明請求項11の動作例で Cm を Bm に置き換えたものとなる。

【0088】以上本発明請求項10、11、12、13の実施において位相回転量 θ の検出における平均化手段は一般に知られる他の平均化法を用いることも可能である。また、2シンボル以上の平均を行う際も同様の手順を拡張することで容易に実現可能である。本発明請求項10、11、12、13を用いると、複数シンボル間の相関値の平均化を同相加算によって行えるため、相関2乗値の平均を求めるような場合と比較して、平均相関検出値に含まれる雑音や干渉成分を低減することが可能である。

【0089】図25に本発明請求項14~17における基本動作例を示す。送信機と受信機のクロックにずれがある場合、受信信号のサンプリングタイミングがずれていくように見えてしまう。このため、ロングコード同期タイミング検出で検出した同期タイミングに対しロングコードの同定を行う際に時間の経過とともに真の同期タイミングからずれたタイミングでロングコード同定を行うことになり、拡散符号同期の精度および速度が劣化してしまう。

【0090】そこで、本発明請求項14~17では、図25に示す様に前述したロングコードマスクタイミング検出回路によるロングコード同期タイミング検出を行った後、周期的に受信するロングコードマスクシンボル（共通ショートコードのみで拡散されたシンボル）を用いてロングコード同期タイミング位置のトラッキングを行う。すなわち、前述したように、基本的に、ロングコード同期タイミング検出を行ったら、次にロングコードの同定に移るが、ロングコードの同定検出処理に並行して、周期的に受信するロングコードマスクシンボルの受信タイミングおよびこれに $\pm\Delta$ 位相 (Δ 位相は aT_c に相当： a は実数、 T_c はチップ周期) ずれたタイミングにおける受信信号と共通ショートコードとの相関を検出する。 a は一般的には、 $1/2$ または $1/4$ が用いられる。周波数ドリフトが無い状態ではちょうどロングコードマスクシンボルの受信タイミングにおける相関検出値が最大になる。しかし、実際の周波数ドリフトが存在する環境では、検出したロングコードマスクシンボルの受信タイミングと実際にロングコードマスクシンボルを受信するタイミングはずれて行くため、検出したロングコードマスクシンボルの受信タイミングから $+$ (または $-$) Δ 位相ずらしたタイミングで検出した相関値が大きくなっていく。このため、0、 $\pm\Delta$ 位相の相関値 (すな

わち、3個)のいずれの値が最大かを比較検出することで、周波数ドリフトによってずれたロングコードマスクシンボルの受信タイミングを検出することができる。

【0091】このようにして得られた最新のロングコードマスクシンボルの受信タイミング検出値を用いてロングコード同定処理を行うことによって、周波数ドリフトがある場合でも常に受信信号のロングコードと受信機側で用意するロングコードとの同期を保持することができる。

【0092】0、 $\pm\Delta$ 位相の相関値を用いたロングコードマスクシンボルの受信タイミングの補正(更新)は、実際の環境では各相関値に熱雑音やチャネル間干渉の成分が含まれるため、ある程度各相関値を平均化した後に行われる。また、補正方法は、従来から知られている一般的な拡散符号同期のトラッキングの方法を用いることができる。第1の例として、0、 $\pm\Delta$ 位相での平均相関値を求め、0位相での相関値が最大の場合は、補正を行わず、+(-) Δ 位相の相関値が最大となった場合は、ロングコードマスクシンボルの受信タイミングの検出値を Δ 位相に相当する時間進める(遅らせる)。また、第2の例では0位相での相関検出は行わず、+(-) Δ 位相の平均相関値を比較し、より大きな相関値を得たタイミングを新しいロングコードマスクシンボルの受信タイミングの検出値とする。いずれの場合も新しいロングコードマスクシンボルの受信タイミングの検出値を得たらこのタイミングを0位相として上記動作を繰り返す。また、3個以上の相関器を用いて(例5個、0、 $\pm\Delta$ 、 $\pm2\Delta$ 位相)ロングコードマスクシンボルの受信タイミングのトラッキングを行うことも可能である。

【0093】また、ロングコード群検出、ロングコード受信タイミング検出(等間隔ロングコードマスクの場合)を行う場合は、これらの処理においても、上述のようにして更新したロングコードマスクシンボルの受信タイミングの検出値を用いることができる。さらに、この場合、(必要に応じてこれらの処理が終了した後に)上記同様にして、受信信号とグループ識別コードまたはロングコードタイミング確定コードとの相関を検出し、得られた0、 $\pm\Delta$ 位相の相関値を、上記受信信号と共通ショートコードとの0、 $\pm\Delta$ 位相の相関値に(同相同士)加算し、最大相関値が得られたタイミングを、ロングコード群検出、ロングコード受信タイミング検出、ロングコード同定のタイミングの補正に用いることができる。

【0094】なお、本発明請求項14~17は、後述する図36~39にその実施例を示し、図26~35にその適用例を示すが、図26~35以外にも上述した先願発明(特願平8-272696号)に示す各実施例にも適用できる。

【0095】

【実施例】図14に本発明を適用した移動通信システムの符号拡散方式の実施例としてセルラ方式の基地局にお

ける下りチャネルの送信部の符号拡散処理部分を示す。図14に示す構成は、本発明の各請求項に適用することができる。下りチャネルではハンドオーバーのし易さからロングコードは各基地局内では共通である。従って制御チャネルおよび通信を行っている通信チャネルを束ねた後の信号を共通のロングコードで拡散することによりロングコード拡散部を共通にすることができる。

【0096】図14に示すように、制御チャネル情報信号は、共通ショートコード生成部11からの、および各通信チャネル情報信号は、各通信チャネル用ショートコード生成部12からの、情報シンボル周期の繰返し周期を有する互いに異なるショートコードで拡散される。制御チャネル情報信号は、必要に応じて、所定のタイミングで、さらにグループコード生成部13からのグループ識別コードで拡散され、ロングコードタイミング確定コード生成部14からのロングコードタイミング確定コードで拡散される。その後、制御チャネル情報信号のみ、ロングコード反転符号(複素共役)生成部15からの、共通の拡散するロングコードの複素共役となる反転拡散符号で拡散する。その後、加算器16で、全てのチャネルの信号を適当なタイミングで加算し、その後、ロングコード生成部17からのロングコードで加算器13の出力の全てのチャネルの信号を拡散し、拡散変調信号として出力する。18はタイミング制御部であって、各生成部の動作タイミングおよびスイッチ22、23、24を制御する。19は乗算器である。20、21は加算器である。スイッチ24は共通ショートコードを拡散した制御チャネル情報信号を加算器16に供給するか否かを制御する。スイッチ23は共通ショートコードを拡散した制御チャネル情報信号にグループ識別コードを多重するか否かを制御し、スイッチ22は、さらにロングコードタイミング確定コードを多重するか否かを制御する。ロングコード反転符号生成部15は、ロングコードをマスクする情報シンボル間だけ、共通の拡散するロングコードの複素共役となる反転拡散符号を乗積し、その他のタイミングでは全1を乗積する(すなわち、反転拡散符号を乗積しない状態)。その後他の通信チャネルと共通にロングコード生成部17からのロングコードを乗積することにより、結果としてマスクする部分はロングコードの拡散を打ち消された状態になる。

【0097】この構成にすることにより基地局送信部でロングコード拡散部を全ての制御チャネルおよび通信チャネルで共通にすることができる。

【0098】(請求項1)図15は請求項1に対応するブロック図であって、次のように動作する。

【0099】1. ロングコードマスクタイミング検出回路25において、ロングコードマスクシンボルの受信タイミングを検出する。すなわち、受信した拡散変調信号を入力するマッチトフィルタ26への拡散符号レプリカはショートコードレプリカ生成器27からの各基地局共

通のロングコードマスク部分のショートコード符号とする。マッチフィルタ 26 によって受信拡散変調信号と N ロングコード周期にわたって相関検出を行い、その結果得られた各ピークを示す相関値とそのタイミングをメモリ 28 に記憶し、メモリ 28 内の記憶値から最大相関出力選択回路 29 によって最大相関値およびタイミングを選択し、メモリ 30 に記憶する。メモリ 30 からロングコードマスクタイミング検出信号を出力する。

【0100】2. ロングコードレプリカ生成器 31 の位相をロングコードマスクタイミング検出信号から得られる同期位相にセットする（ロングコード位相初期設定）。

【0101】3. 受信拡散変調信号とロングコードとの相関（複素）を、積分・ダンプ回路 32 で積分する（1 情報シンボル周期）。

【0102】4. ロングコードマスクシンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号とショートコードレプリカ生成器 27 からの共通ショートコードとの相関を積分・ダンプ回路 33 で積分する。

【0103】5. 4. の相関積分値（複素）から、チャネル推定回路 34 においてチャネル推定値（複素）を検出する（例としては、4. の複素相関積分値をそのままチャネル推定値とする。他の一般的な方法を用いることも可能である。）。

【0104】6. 5. のチャネル推定値の複素共役を 3. の相関積分値（複素）に乗積してチャネルを補償した相関積分値（複素）を得る。

【0105】7. 6. のチャネルを補償した相関積分値（複素）をデータ判定回路 35 において硬判定し、データ変調成分を検出する。

【0106】8. 3. の相関積分値（複素）から 7. で検出したデータ変調成分を取り除いた相関積分値を複数シンボル間にわたって検出し、複素信号平均回路 36 において複素で平均化する。

【0107】9. 平均化後の相関積分値（複素）を 2 乗検波器 37 で 2 乗検波して得られた値を比較器 38 でしきい値判定する。すなわち、しきい値を越えたものを同期判定できたものとして、周知の復調・RAKE 合成回路に出力する。しきい値を越えなかった場合は、比較器 38 からの判定信号によってロングコードレプリカ生成器 31 のロングコード種類を変更する。比較器 38 でのしきい値は、しきい値決定回路 39 によって、ロングコードマスクタイミング検出回路 25 からの最大相関値に対応したしきい値に決定される。

【0108】（請求項 2）図 16 は請求項 2 に対応するブロック図であって、次のように動作する。

【0109】1. ロングコードマスクタイミング検出回路 25 において、ロングコードマスクシンボルの受信タイミングを検出する（請求項 2 ではショートコードとして、共通ショートコードの他にグループコードも用いる

ので、ショートコードレプリカ生成器 27 の代りに共通ショートコードレプリカ生成器 27A を用いる）。

【0110】2. ロングコードマスクタイミング検出回路 25 のメモリ 30 においては最大相関を得られたロングコードの受信タイミングにตอบสนองして受信信号中の既知のグループコードで拡散された信号の受信タイミングを出力する。ロングコード群検出回路 40 では、メモリ 30 からの本グループコードの受信タイミングで、グループコード数分用意されたグループコードレプリカ生成器 41 で生成された各グループコードレプリカと受信拡散変調信号が乗算され、乗算された信号を積分・ダンプ回路 42 で各々 1 シンボル周期積分した後 2 乗検波器 43 で 2 乗検波を行う。得られた各グループコードに対する相関積分値の 2 乗検波値はメモリ 44 に蓄えられる。上記動作は複数の受信したグループコードで拡散された信号に対して行われメモリ 44 に記憶される。相関検出が終了すると、メモリ 44 からの得られたグループコード数×相関検出回数分の相関積分値の 2 乗検波値に対して、各候補グループコードの送信パターンに応じた相関値の和を検出回路 45 で求める。得られた候補グループコードの送信パターン数の相関値の和を選択回路 46 で比較し最大の相関値の和を得たパターンを選択出力し、ロングコード群検出回路 47 で選択回路 46 から出力されたパターンから受信拡散変調信号を拡散するロングコードを含むロングコード群を検出する。

【0111】3. ロングコード同定回路 48 内のロングコードレプリカ生成器 49 の位相を 1. で検出したロングコードマスクタイミングから得られる同期位相にセットする。

【0112】4. 受信拡散変調信号とロングコードとの相関（複素）を積分・ダンプ回路 50 で積分する（1 情報シンボル周期）。

【0113】5. ロングコードマスクシンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と共通ショートコードレプリカ生成器 51 からの共通ショートコードとの相関を積分・ダンプ回路 52 で積分する。

【0114】6. グループコード拡散シンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号とグループコードレプリカ生成器 53 からのグループコードとの相関を積分・ダンプ回路 54 で積分する。

【0115】7. 5. と 6. の相関積分値（複素）から、チャネル推定回路 55 においてチャネル推定値（複素）を検出する。

【0116】8. 7. のチャネル推定値の複素共役を 4. の相関積分値（複素）に乗積してチャネルを補償した相関積分値（複素）を得る。

【0117】9. データ判定回路 56 において、8. のチャネルを補償した相関積分値（複素）を硬判定し、データ変調成分を検出する。

【0118】10. 4. の相関積分値（複素）から 9.

の検出したデータ変調成分を取り除いた相関積分値を複数シンボル区間にわたって検出し、複素信号平均回路57において複素で平均化する。

【0119】11. 平均化後の相関積分値(複素)を2乗検波器58で2乗検波して得られた値をしきい値判定回路59でしきい値判定する。しきい値判定回路59でのしきい値は、しきい値決定回路60によって、ロングコードマスクタイミング検出回路25からの最大相関値に対応したしきい値に決定される。

【0120】(請求項6)図17は請求項6に対応するブロック図であって、次のように動作する。

【0121】1. ロングコードマスクタイミング検出回路25において、ロングコードマスクシンボルの受信タイミングを検出する。

【0122】2. ロングコード受信タイミング検出回路61において、1. で検出したロングコードマスクタイミングを基に、ロングコードタイミング確定コードで拡散されたシンボルの受信タイミング候補で受信拡散変調信号とロングコードタイミング確定コード数分のロングコードタイミング確定コードレプリカ生成器62からの各ロングコードタイミング確定コードとの相関を検出する。

【0123】3. 相関検出された信号を積分・ダンプ回路63で各々1シンボル周期積分した後2乗検波器64で2乗検波を行う。

【0124】4. 3. の結果得られたロングコードタイミング確定コード番号、相関値、相関検出時間をメモリ65に蓄積する。

【0125】5. 4. で得られた相関値に対し、検出回路66において、ロングコードタイミング確定コードの送信パターンに応じた相関値和を相関検出時間を変えて検出し、次いで、選択回路67において、最大の相関値和を得る相関検出時間を検出する。

【0126】6. 5. で得られた相関検出時間から、ロングコードタイミング検出回路68において、ロングコードの受信タイミングを検出する。

【0127】7. ロングコード同定回路69において、6. で検出したロングコードの受信タイミングを用いてロングコードを同定する。すなわち、ロングコードの受信タイミングによってロングコード位相初期設定したロングコードレプリカ生成器70からのロングコードと受信拡散変調信号とを乗算し、積分・ダンプ回路71で積分し、2乗検波器72で2乗検波し、しきい値判定回路73でしきい値判定することによりロングコードを同定する。しきい値判定回路73およびしきい値決定回路74の動作は図16のしきい値判定回路59およびしきい値決定回路60の動作と同じである。

【0128】(請求項8)図18、図19は請求項8に対応するブロック図であって、次のように動作する。

【0129】1. ロングコードマスクタイミング検出

路25において、ロングコードマスクシンボルの受信タイミングを検出する。

【0130】2. ロングコード受信タイミング検出回路61において、1. で検出したロングコードマスクタイミングを基に、ロングコードの受信タイミングを検出する。

【0131】3. ロングコード群検出回路40において、2. で検出したロングコードの受信タイミングを用いて、受信拡散変調信号のロングコードを含むロングコード群を検出する。

【0132】4. ロングコード同定回路69において、2. で検出したロングコードの受信タイミング、3. で検出したロングコード群を用いて、ロングコードを同定する。

【0133】(請求項9)図20は請求項9に対応するブロック図であって、ロングコード同定回路75に特徴を有し、他の構成、すなわち、ロングコードマスクタイミング検出回路25、ロングコード受信タイミング検出回路61、ロングコード群検出回路40の動作は前述の各請求項のそれと同じである。ロングコード同定回路75では、ロングコードマスクシンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と共通ショートコードレプリカ生成器51からの共通ショートコードとの相関積分値、およびグループコード拡散シンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号とグループコードレプリカ生成器53からのグループコードとの相関積分値に加えて、ロングコードタイミング確定コード拡散シンボルの受信タイミングでの受信拡散信号とロングコードタイミング確定コードレプリカ生成器76からのロングコードタイミング確定コードとの相関積分値(積分・ダンプ回路77による)から、チャネル推定回路55Aにおいて、チャネル推定値(複素)を検出する。データ判定回路56A以降の構成の動作は、図16のロングコード同定回路48内のそれと同じである。

【0134】(請求項10)図21は請求項10に対応するブロック図であって、ロングコード群検出回路78に特徴を有し、他の構成、すなわち、ロングコードマスクタイミング検出回路25、ロングコード同定回路48の動作は前述の各請求項のそれと同じである。ロングコード群検出回路78の動作は次の通りである。

【0135】1. ロングコードマスクタイミング検出回路25で検出したロングコードマスクタイミングを基に、グループコード拡散シンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と当該受信タイミングでのグループコード番号のグループコードレプリカ生成器79からのグループコードとの相関(複素)を積分・ダンプ回路80で積分する。

【0136】2. ロングコードマスクシンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と共通ショートコードレプリカ生成器81からの共通ショートコードとの相関を

積分・ダンブ回路82で積分する。

【0137】3. 2. で得られた相関積分値(複素)から、チャンネル推定回路83において、チャンネル推定値(複素)を検出する。

【0138】4. 3. のチャンネル推定値の複素共役を1. の相関積分値(複素)に乘積してチャンネルを補償した相関積分値(複素)を得る。

【0139】5. 1. ~4. を複数のグループコード拡散シンボルの受信タイミングで行い、得られたチャンネル補償後の相関積分値(複素)を、複素信号平均回路84によって複素で平均化する。

【0140】6. 平均化後の相関積分値(複素)を2乗検波器85で2乗検波して選られた値を用いて受信信号のロングコードを含むロングコード群を検出する。そのための構成(メモリ86, 検出回路87, 選択回路88, ロングコード群検出回路89)は、図19のロングコード群検出回路40内のそれと同じである。

【0141】(請求項11)図22は請求項11に対応するブロック図であって、ロングコード群検出回路90に特徴を有し、他の構成、すなわち、ロングコードマスクタイミング検出回路25、ロングコード受信タイミング検出回路61、ロングコード同定回路69の動作は前述の各請求項のそれと同じである。ロングコード群検出回路90の動作は次の通りである。

【0142】1. ロングコード受信タイミング検出回路61で検出したロングコード受信タイミングを基に、グループコード拡散シンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と当該受信タイミングでのグループコード番号のグループコードレプリカ生成器79からのグループコードとの相関(複素)を積分・ダンブ回路80で積分する。

【0143】2. ロングコードマスクシンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と共通ショートコードレプリカ生成器81からの共通ショートコードとの相関を積分・ダンブ回路82で積分する。

【0144】3. ロングコードタイミング確定コード拡散シンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号とロングコードタイミング確定コードレプリカ生成器91からのロングコードタイミング確定コードとの相関を積分・ダンブ回路92で積分する。

【0145】4. 2. および3. で得られた相関積分値(複素)から、チャンネル推定回路83Aにおいて、チャンネル推定値(複素)を検出する。

【0146】5. 4. のチャンネル推定値の複素共役を1. の相関積分値(複素)に乘積してチャンネルを補償した相関積分値(複素)を得る。

【0147】6. 1. ~5. を複数のグループコード拡散シンボルの受信タイミングで行い、得られたチャンネル補償後の相関積分値(複素)を、複素信号平均回路84によって複素で平均化する。

【0148】7. 平均化後の相関積分値(複素)を2乗検波器85で2乗検波して得られた値を用いて受信信号のロングコードを含むロングコード群を検出する。そのための構成(メモリ86, 検出回路87, 選択回路88, ロングコード群検出回路89)は、図19のロングコード群検出回路40内のそれと同じである。

【0149】(請求項12)図23は請求項12に対応するブロック図であって、ロングコード受信タイミング検出回路93に特徴を有し、他の構成、すなわち、ロングコードマスクタイミング検出回路25、ロングコード同定回路69の動作は前述の各請求項のそれと同じである。ロングコード受信タイミング検出回路93の動作は次の通りである。

【0150】1. ロングコードマスクタイミング検出回路25で検出したロングコードマスクタイミングを基に、ロングコードタイミング確定コード拡散シンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と当該受信タイミングでのロングコードタイミング確定コード番号のロングコードタイミング確定コードレプリカ生成器94からのロングコードタイミング確定コードとの相関を積分・ダンブ回路95で積分する。

【0151】2. ロングコードマスクシンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と共通ショートコードレプリカ生成器96からの共通ショートコードとの相関を積分・ダンブ回路97で積分する。

【0152】3. 2. で得られた相関積分値(複素)から、チャンネル推定回路98において、チャンネル推定値(複素)を検出する。

【0153】4. 3. のチャンネル推定値の複素共役を1. の相関積分値(複素)に乘積してチャンネルを補償した相関積分値(複素)を得る。

【0154】5. 1. ~4. を複数のロングコードタイミング確定コードの受信タイミングで行い、得られたチャンネル補償後の相関積分値(複素)を、複素信号平均回路99によって複素で平均化する。

【0155】6. 平均化後の相関積分値(複素)を2乗検波器100で2乗検波して得られた値を用いてロングコードの受信タイミングを検出する。そのための構成(メモリ101, 検出回路102, 選択回路103, ロングコードタイミング検出回路104)は、図17のロングコード受信タイミング検出回路61内のそれと同じである。

【0156】(請求項13)図24は請求項13に対応するブロック図であって、ロングコード受信タイミング検出回路105に特徴を有し、他の構成、すなわち、ロングコードマスクタイミング検出回路25、ロングコード群検出回路40、ロングコード同定回路69の動作は前述の各請求項のそれと同じである。ロングコード受信タイミング検出回路105の動作は次の通りである。

【0157】1. ロングコードマスクタイミング検出回

路25で検出したロングコードマスクタイミングを基に、ロングコードタイミング確定コード拡散シンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と当該受信タイミングでのロングコードタイミング確定コード番号のロングコードタイミング確定コードレプリカ生成器94からのロングコードタイミング確定コードとの相関を積分・ダンブ回路95で積分する。

【0158】2. ロングコードマスクシンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号と共通ショートコードレプリカ生成器96からの共通ショートコードとの相関を積分・ダンブ回路97で積分する。

【0159】3. グループコード拡散シンボルの受信タイミングでの受信拡散変調信号とグループコードレプリカ生成器106からのグループコードとの相関を積分・ダンブ回路107で積分する。

【0160】4. 2. および3. で得られた相関積分値(複素)から、チャネル推定回路98Aにおいて、チャネル推定値(複素)を検出する。

【0161】5. 4. のチャネル推定値の複素共役を1. の相関積分値(複素)に乘積してチャネルを補償した相関積分値(複素)を得る。

【0162】6. 1. ~5. を複数のロングコードタイミング確定コードの受信タイミングで行い、得られたチャネル補償後の相関積分値(複素)を、複素信号平均回路99によって複素で平均化する。

【0163】7. 平均化後の相関積分値(複素)を2乗検波器100で2乗検波して得られた値を用いてロングコードの受信タイミングを検出する。そのための構成(メモリ101, 検出回路102, 選択回路103, ロングコードタイミング検出回路104)は、図17のロングコード受信タイミング検出回路61内のそれと同じである。

【0164】以下に、請求項14~17を説明するが、これらを適用することができる回路としては図26~35があり、この図26~35は、前述した図15~24に相当し、基本動作はこれら図15~24と同様である。

【0165】(請求項14) 図36は請求項14に対応するブロック図であって、第1ロングコード受信タイミングトラッキング回路120は次のように動作する。

【0166】タイミング制御回路135は、図26~29, 31~35のロングコードマスクタイミング検出回路のいずれかから出力されたロングコードマスクシンボルの受信タイミングを示す信号を入力し、共通ショートコード生成器121の位相を同受信タイミングにセットする。共通ショートコード生成器121からの前記タイミングでの共通ショートコード、およびこのタイミングの共通ショートコードを+ Δ 位相遅延器123、- Δ 位相遅延器122で各々+ Δ 位相、- Δ 位相ずらしたタイミングの共通ショートコードと、受信拡散変調信号との

相関を、積分・ダンブ回路124, 125, 126で各々積分し、2乗検波器127, 128, 129で各々2乗検波し、平均化回路130, 131, 132で各々平均化し、最大相関値の選択回路(コンパレータ)133で最大相関値を選択する。ロングコードマスクシンボル受信タイミング誤差検出回路134は、最大相関値の選択回路133からの最大相関値のタイミングと前回のタイミングとの差(最初は最大相関値の選択回路133からの最大相関値のタイミングのまま)を検出する。タイミング制御回路135は、検出回路134からの検出信号に基づいて、前記最大相関値のタイミングを新しい(更新された)ロングコードマスクシンボル受信タイミングとして、図26~29, 31~35の該当する構成に出力すると共に、共通ショートコード生成器121にセットする。図26~29, 31~35については後述する。

【0167】(請求項15) 図37は請求項15に対応するブロック図であって、第2ロングコード受信タイミングトラッキング回路140は次のように動作する。

【0168】タイミング制御回路135は、図27, 32のロングコードマスクタイミング検出回路のいずれかから出力されたロングコードマスクシンボルの受信タイミングを示す信号を入力し、共通ショートコード生成器121の位相およびグループコード生成器141の位相を同受信タイミングにセットする。グループコード生成器141は、図27または32のロングコード群検出回路内の最大相関値の和の選択回路からの選択されたグループコードに相当するグループコードを選択して、タイミング制御回路135からの(更新された)タイミングにセットする。このタイミングでのグループコード生成器141からのグループコードは、グループコード生成器141からの前記タイミングでのグループコード、およびこのタイミングのグループコードを+ Δ 位相遅延器143、- Δ 位相遅延器142で各々+ Δ 位相、- Δ 位相ずらしたタイミングのグループコードと、受信拡散変調信号との相関を、積分・ダンブ回路144, 145, 146で各々積分し、積分・ダンブ回路124, 125, 126からの出力と加算した後、2乗検波器127, 128, 129に供給する。平均化回路130, 131, 132以降の動作は、図36のそれと同様である。

【0169】タイミング制御回路135は、検出回路134からの検出信号に基づいて、最大相関値のタイミングを新しい(更新された)ロングコードマスクシンボル受信タイミングとして、図27, 32の該当する構成に出力すると共に、共通ショートコード生成器121, グループコード生成器141にセットする。図27, 32については後述する。

【0170】なお、制御回路147によって、共通ショートコード生成器121およびグループコード生成器1

41のいずれか一方または両方を動作させることができ、動作した生成器に関するショートコードと受信信号との相関値のみが本トラッキング回路140でのトラッキングに関与することになる。また、積分・ダンブ回路144, 145, 146からの出力と積分・ダンブ回路124, 125, 126からの出力とは、各々別の2乗検波器で2乗検波した後、加算して平均化回路130, 131, 132に供給するようにしてもよい。

【0171】(請求項16)図38は請求項16に対応するブロック図であって、第3ロングコード受信タイミングトラッキング回路160は次のように動作する。

【0172】タイミング制御回路135は、図28, 29, 31, 33, 34, 35のロングコードマスクタイミング検出回路のいずれかから出力されたロングコードマスクシンボルの受信タイミングを示す信号を入力し、共通ショートコード生成器121の位相およびロングコードタイミング確定コード生成器161の位相を同受信タイミングにセットする。ロングコードタイミング確定コード生成器161は、図28, 29, 31, 33, 34または35のロングコード群検出回路内の最大相関値の和の選択回路からの選択されたロングコードタイミング確定コードに相当するロングコードタイミング確定コードを選択して、タイミング制御回路135からの(更新された)タイミングにセットする。このタイミングでのロングコードタイミング確定コード生成器161からのグループコードは、ロングコードタイミング確定コード生成器161からの前記タイミングでのロングコードタイミング確定コード、およびこのタイミングのロングコードタイミング確定コードを $+\Delta$ 位相遅延器163、 $-\Delta$ 位相遅延器162で各々 $+\Delta$ 位相、 $-\Delta$ 位相ずらしたタイミングのロングコードタイミング確定コードと、受信拡散変調信号との相関を、積分・ダンブ回路164, 165, 166で各々積分し、積分・ダンブ回路124, 125, 126からの出力と加算した後、2乗検波器127, 128, 129に供給する。平均化回路130, 131, 132以降の動作は、図36のそれと同様である。

【0173】タイミング制御回路135は、検出回路134からの検出信号に基づいて、最大相関値のタイミングを新しい(更新された)ロングコードマスクシンボル受信タイミングとして、図28, 29, 31, 33, 34, 35の該当する構成に出力すると共に、共通ショートコード生成器121, ロングコードタイミング確定コード生成器161にセットする。図28, 29, 31, 33, 34, 35については後述する。

【0174】なお、制御回路167によって、共通ショートコード生成器121およびロングコードタイミング確定コード生成器161のいずれか一方または両方を動作させることができ、動作した生成器に関するショートコードと受信信号との相関値のみが本トラッキング回路

160でのトラッキングに関与することになる。また、積分・ダンブ回路164, 165, 166からの出力と積分・ダンブ回路124, 125, 126からの出力とは、各々別の2乗検波器で2乗検波した後、加算して平均化回路130, 131, 132に供給するようにしてもよい。

【0175】(請求項17)図39は請求項17に対応するブロック図であって、第4ロングコード受信タイミングトラッキング回路180は次のように動作する。

【0176】タイミング制御回路135は、図29, 31, 33, 35のロングコードマスクタイミング検出回路のいずれかから出力されたロングコードマスクシンボルの受信タイミングを示す信号を入力し、共通ショートコード生成器121の位相、グループコード生成器141の位相およびロングコードタイミング確定コード生成器161の位相を同受信タイミングにセットする。共通ショートコード生成器121、グループコード生成器141およびロングコードタイミング確定コード生成器161の動作および各 $+\Delta$ 位相遅延器、 $-\Delta$ 位相遅延器の動作は、図36~38のそれと同様であるが、ロングコードタイミング確定コード生成器161は、図29, 31, 33, または35のロングコード群検出回路内の最大相関値の和の選択回路からの選択されたロングコードタイミング確定コードに相当するロングコードタイミング確定コードを選択して、タイミング制御回路135からの(更新された)タイミングにセットする。また、グループコード生成器141は、図30, 31, 33または35のロングコード群検出回路内の最大相関値の和の選択回路からの選択されたグループコードに相当するグループコードを選択して、タイミング制御回路135からの(更新された)タイミングにセットする。

【0177】平均化回路130, 131, 132以降の動作は、図36のそれと同様である。

【0178】タイミング制御回路135は、検出回路134からの検出信号に基づいて、最大相関値のタイミングを新しい(更新された)ロングコードマスクシンボル受信タイミングとして、図30, 31, 33, 35の該当する構成に出力すると共に、共通ショートコード生成器121, グループコード生成器141, ロングコードタイミング確定コード生成器161にセットする。図30, 31, 33, 35については後述する。

【0179】なお、制御回路187によって、共通ショートコード生成器121、グループコード生成器141およびロングコードタイミング確定コード生成器161のいずれか1つまたは2つまたは全部を動作させることができ、動作した生成器に関するショートコードと受信信号との相関値のみが本トラッキング回路180でのトラッキングに関与することになる。また、積分・ダンブ回路164, 165, 166からの出力と積分・ダンブ回路144, 145, 146からの出力と積分・ダンブ

回路124, 125, 126からの出力とは、各々別の2乗検波器で2乗検波した後、加算して平均化回路130, 131, 132に供給するようにしてもよい。

【0180】(請求項18~26)図26~図35は請求項18~26に対応するブロック図であって、その基本動作は、図15~24で説明した通りであり、各レプリカ生成器に図36~39の各タイミング制御回路からの更新されたロングコードマスクシンボル受信タイミングが並列入力される。この並列入力のいずれかを採用するかは図示しない制御回路によって制御される。更新されたロングコードマスクシンボル受信タイミングを用いることによって、送信側と受信側とのクロックにずれがあっても、真の同期タイミングが得られ、拡散符号同期の精度および速度の劣化が有効に防止される。

【0181】(請求項27, 28)図40は請求項27, 28に対応するブロック図である。基本的には図14の本発明を適用した移動通信システムの符号拡散方式の実施例としてのセルラ方式の基地局における下りチャネルの送信部の符号拡散処理部分と同様であるが、制御チャネルに関して、ロングコードをマスクする部分の共通ショートコードは、共通ショートコード2生成部11Bからスイッチ24Bを介して供給して、グループコードおよびロングコードタイミング確定コードと加算し、他の部分の共通ショートコードは、共通ショートコード1生成部11Aからスイッチ24Aを介して供給して前記他の各ショートコードと加算器20Aで加算する。

【0182】このような構成によって、以下のような効果が生ずる。すなわち、本構成のように基地局からの送信信号は各チャネルを同期させられるので、ショートコードに直行符号系列を用いることで各チャネル間の直交を実現できる。直交系列としては、直交Gold符号系列、Walsh符号系列等が一般によく知られている。ここで、直交Gold符号は自己相関特性が比較的優れている(インパルス状の自己相関特性を有する)が、Walsh符号の自己相関特性は、1を多く発生しCDMAに適さない。しかしながら、実際にはショートコードに非常に長周期のランダム系列であるロングコードを乗じたものを拡散符号とするため、結果として直交Gold符号を用いる場合も、Walsh符号を用いる場合も、ロングコードを乗じた後の拡散符号の自己相関特性はおおむねインパルス状の似たものになる。ここで、Walsh符号をショートコードとし、本発明を適用した場合、ロングコードをマスクした信号における符号の相関特性が悪くなり、ロングコードマスクのタイミング検出を精度良く行うことができない。このため、ロングコードをマスクするときは、例としてショートコードを直交Gold符号やM系列といった自己相関特性の優れた符号に変え、受信機でも直交Gold符号(またはM系列)をレプリカ符号として相関検出を行うことで相関ピークを検出したほうが、ロングコードマスクのタイミン

グ検出精度を向上できる。

【0183】以上の例では図40における、共通ショートコード1、通信チャネル(1)用ショートコード、…、通信チャネル(N)用ショートコードの各生成部については、Walsh系列を用い、共通ショートコード2生成部は直交Gold符号またはM系列を用いる。グループコードやロングコードタイミング確定コードを用いる場合は、どちらの系列を用いることもできる。以上の説明ではWalsh符号と直交Gold符号(またはM系列)の組み合わせについて説明したが、他の符号の組み合わせを適用することも容易に類推することが可能である。以上のようにWalsh符号系列を用いてもロングコードをマスクするときのショートコードを直交Gold符号やM系列といった自己相関特性の優れた符号にすることによって、受信側におけるロングコードマスクのタイミング検出精度の向上に寄与することができる。

【0184】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、DS-SSを用いたセルラ通信における高速かつ高精度な初期同期(セルサーチ)を達成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】先願発明における拡散符号同期方式のアルゴリズムを示す図である。

【図2】先願発明における拡散変調方式のフレーム構成を示す図である。

【図3】マッチトフィルタのブロック構成を示す図である。

【図4】スライディング相関器のブロック構成を示す図である。

【図5】先願発明におけるロングコード初期間期のサーチ法を示す図である。

【図6】本発明請求項1の動作例を示す図である。

【図7】本発明請求項2の動作例を示す図である。

【図8】本発明請求項3, 4, 5の送信フレーム構成の例を示す図である。

【図9】本発明請求項7の送信フレーム構成の例を示す図である。

【図10】本発明請求項6の動作例を示す図である。

【図11】本発明請求項8の動作例を示す図である。

【図12】本発明請求項9の動作例を示す図である。

【図13】本発明請求項10, 11, 12, 13の動作例を示す図である。

【図14】本発明各請求項に対応するブロック図である。

【図15】本発明請求項1に対応するブロック図である。

【図16】本発明請求項2に対応するブロック図である。

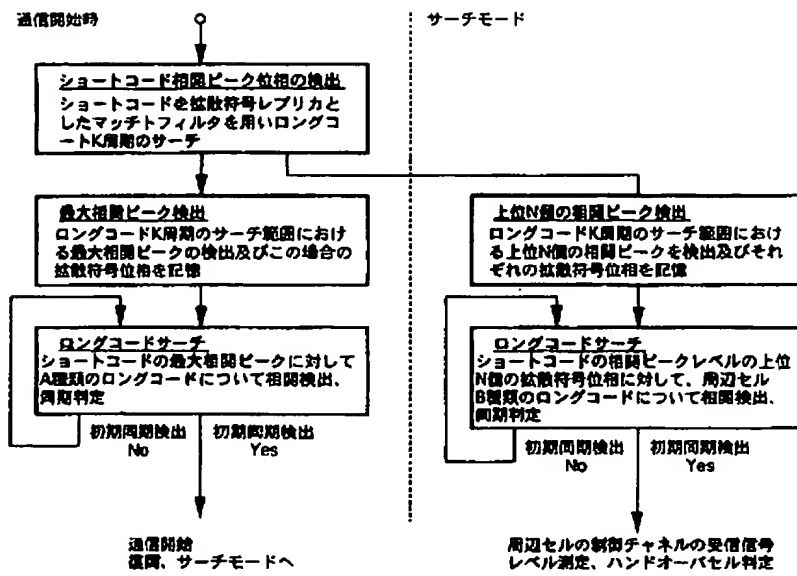
【図17】本発明請求項6に対応するブロック図である。
 【図18】本発明請求項8に対応する一部のブロック図である。
 【図19】本発明請求項8に対応する残りのブロック図である。
 【図20】本発明請求項9に対応するブロック図である。
 【図21】本発明請求項10に対応するブロック図である。
 【図22】本発明請求項11に対応するブロック図である。
 【図23】本発明請求項12に対応するブロック図である。
 【図24】本発明請求項13に対応するブロック図である。
 【図25】本発明請求項14～17における基本動作例を示す図である。
 【図26】本発明請求項18に対応するブロック図である。
 【図27】本発明請求項19に対応するブロック図である。
 【図28】本発明請求項20に対応するブロック図である。
 【図29】本発明請求項21に対応する一部のブロック図である。

【図30】本発明請求項21に対応する残りのブロック図である。
 【図31】本発明請求項22に対応するブロック図である。
 【図32】本発明請求項23に対応するブロック図である。
 【図33】本発明請求項24に対応するブロック図である。
 【図34】本発明請求項25に対応するブロック図である。
 【図35】本発明請求項26に対応するブロック図である。
 【図36】本発明請求項14に対応するブロック図である。
 【図37】本発明請求項15に対応するブロック図である。
 【図38】本発明請求項16に対応するブロック図である。
 【図39】本発明請求項17に対応するブロック図である。
 【図40】本発明請求項27, 28に対応するブロック図である。

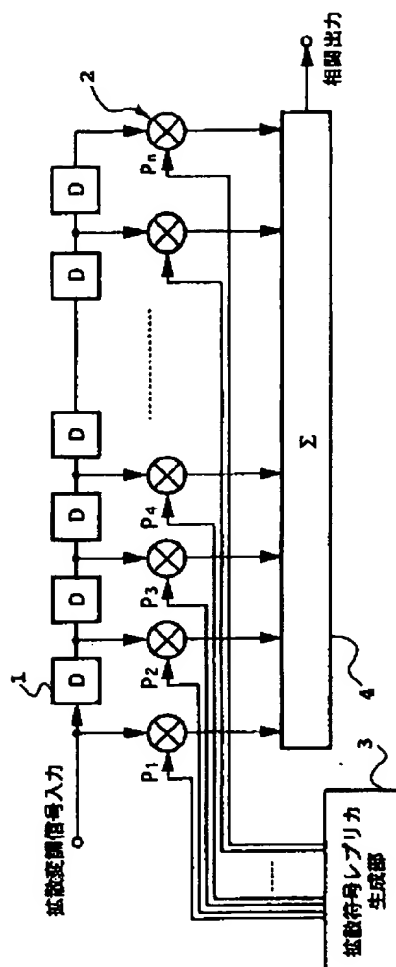
【符号の説明】

25 ロングコードマスクタイミング検出回路
 34 チャンネル推定回路
 35 データ判定回路

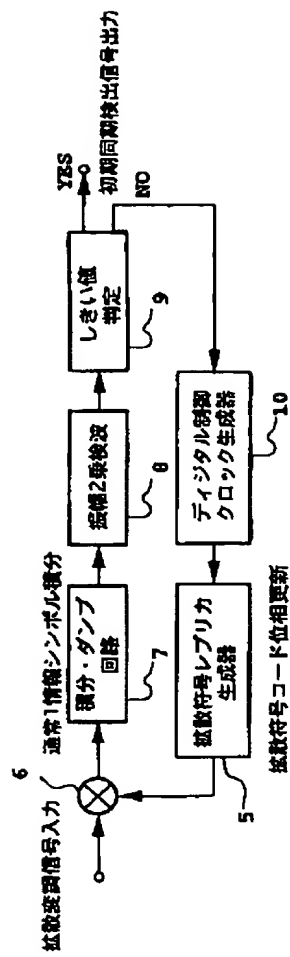
〔図1〕



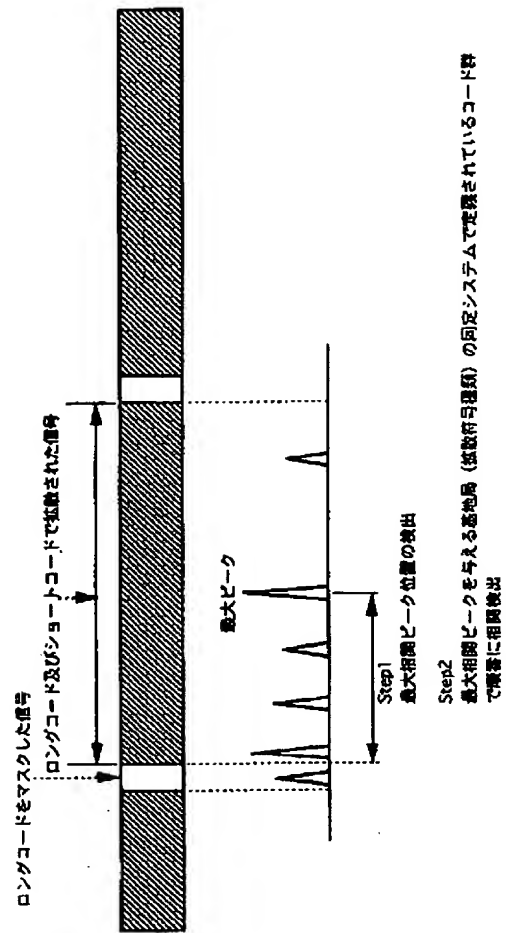
【图3】



【図4】

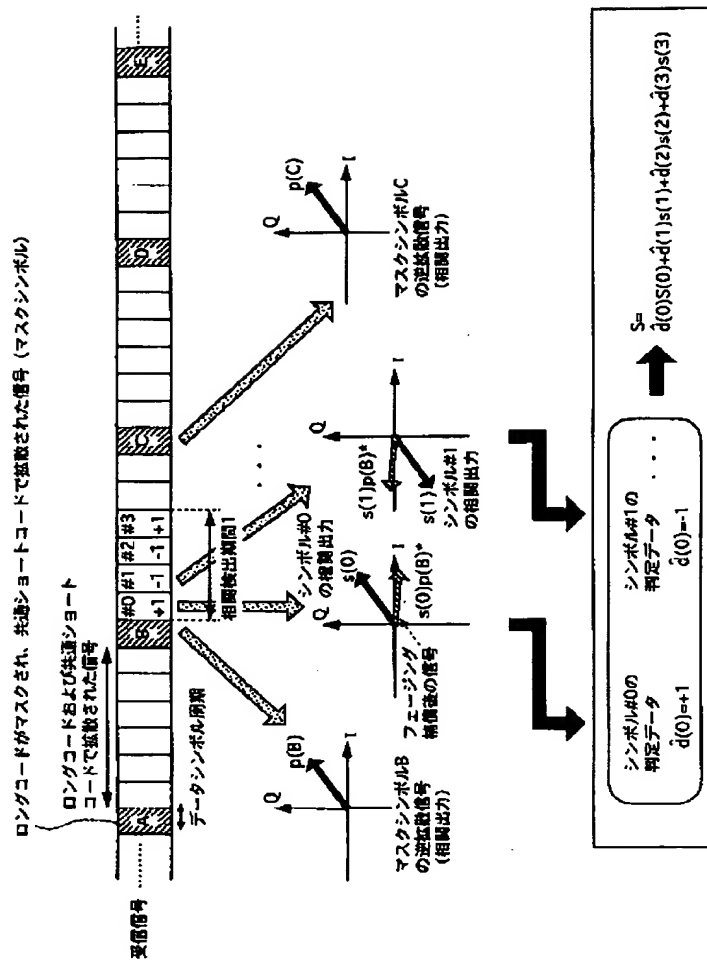


【図5】

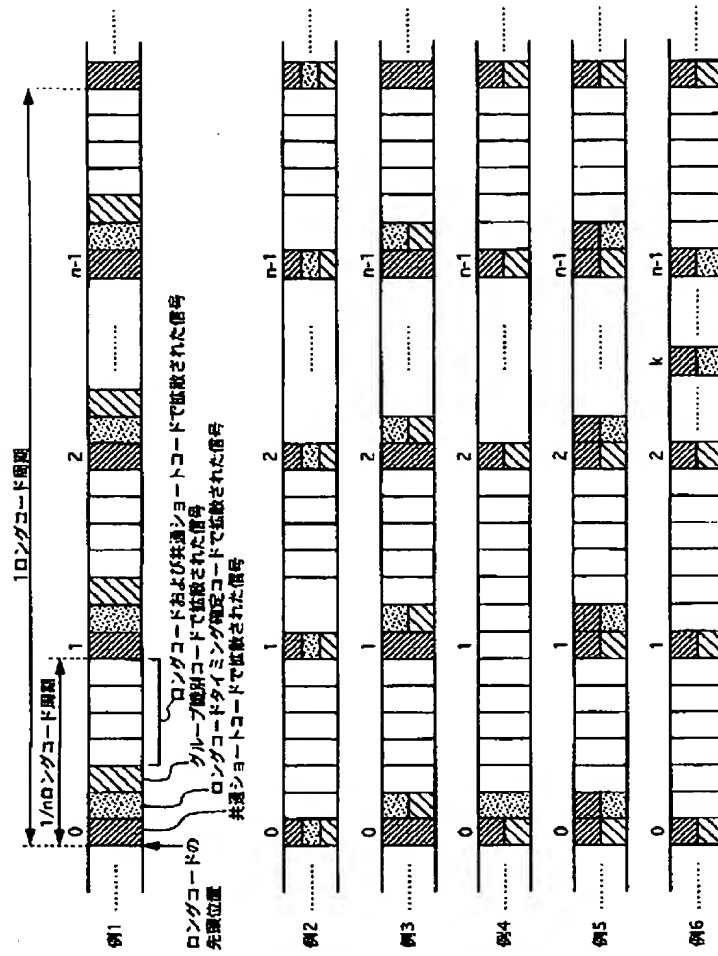


(25)

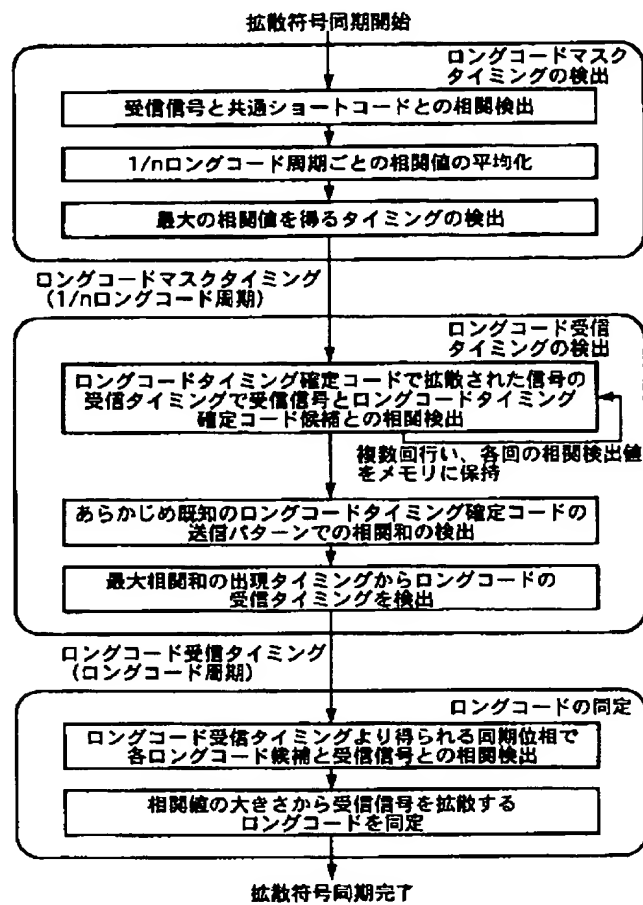
〔図6〕



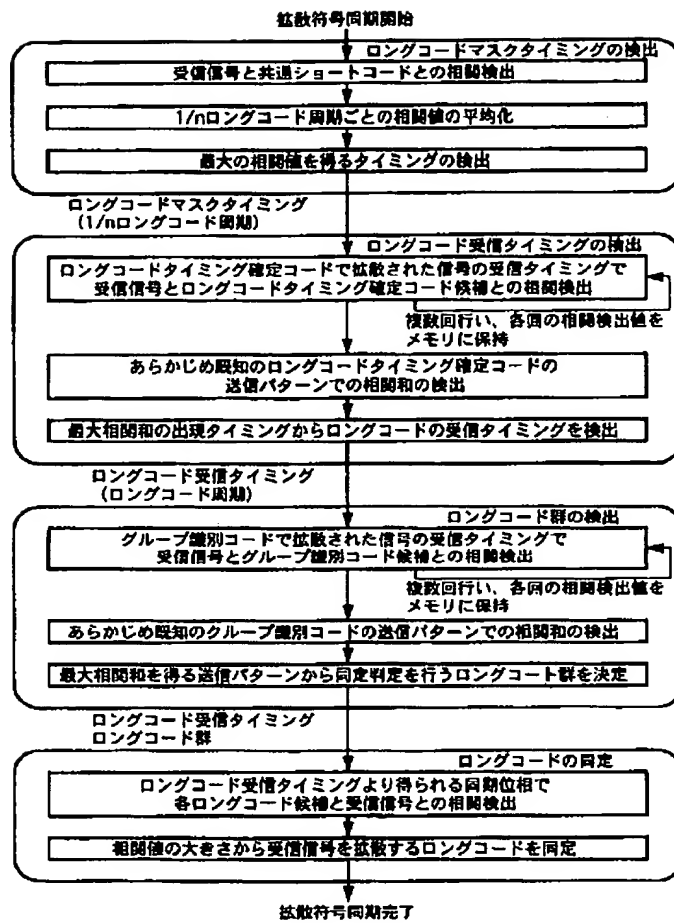
[図9]



〔図10〕

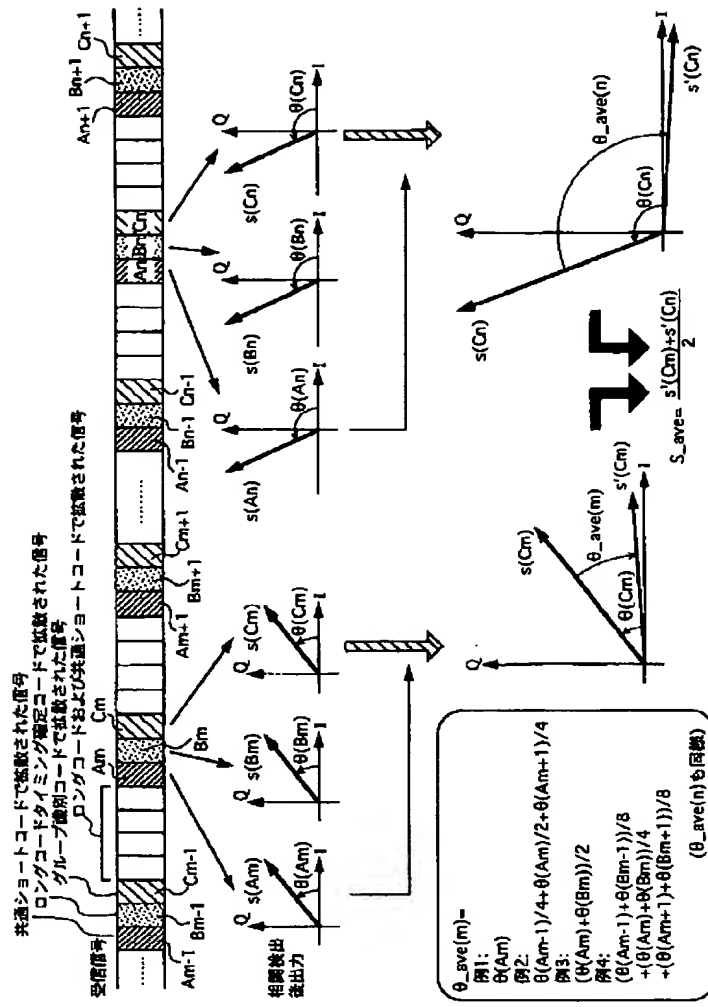


〔図11〕

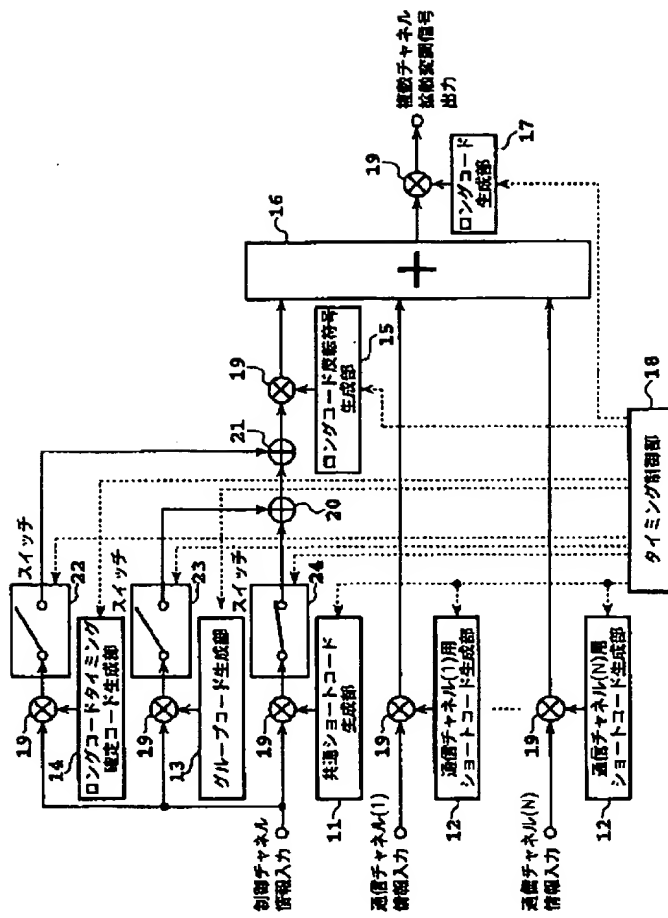


[illegible]

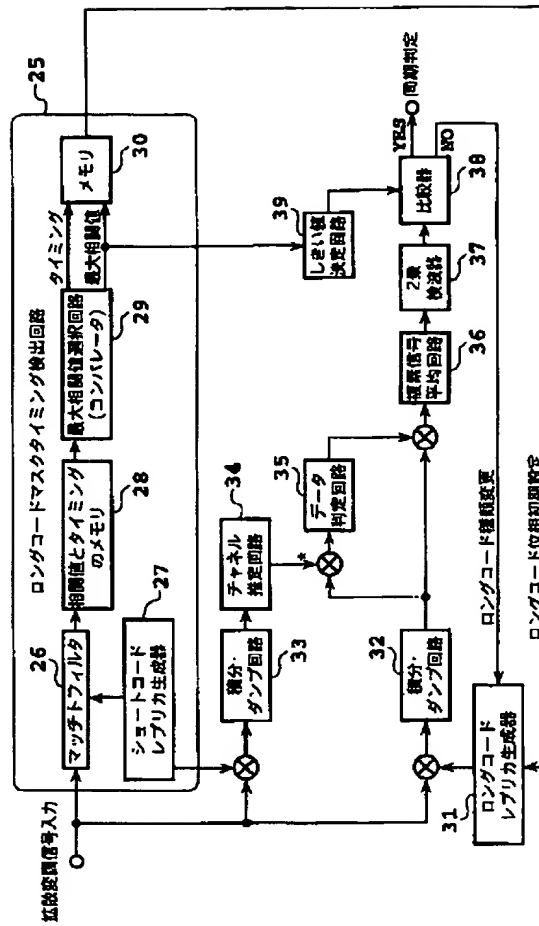
【図13】



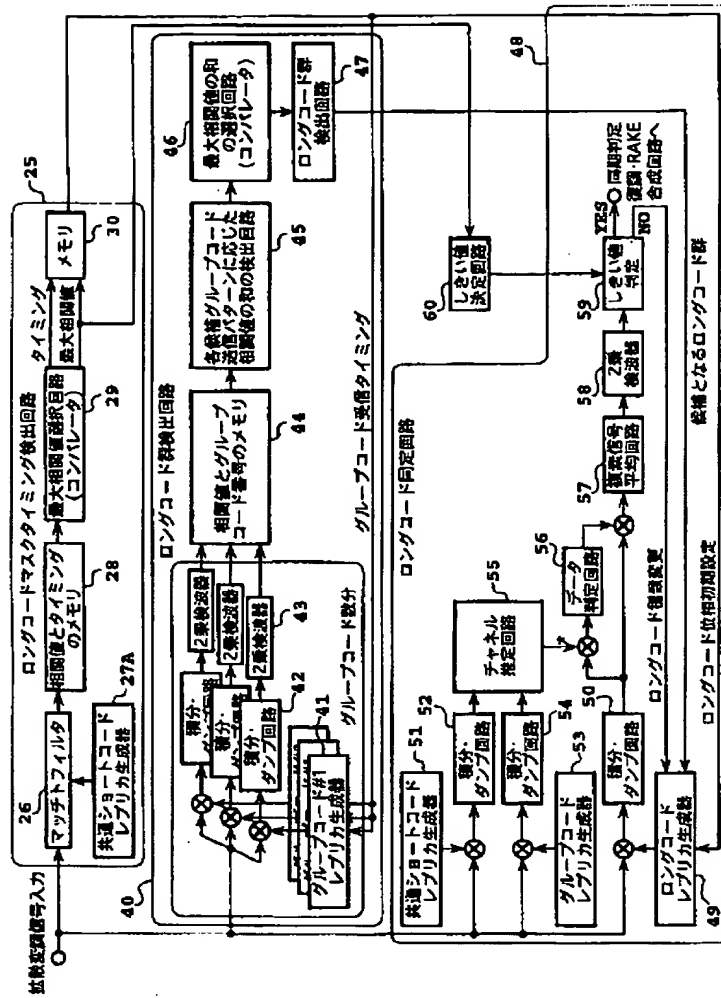
【図14】



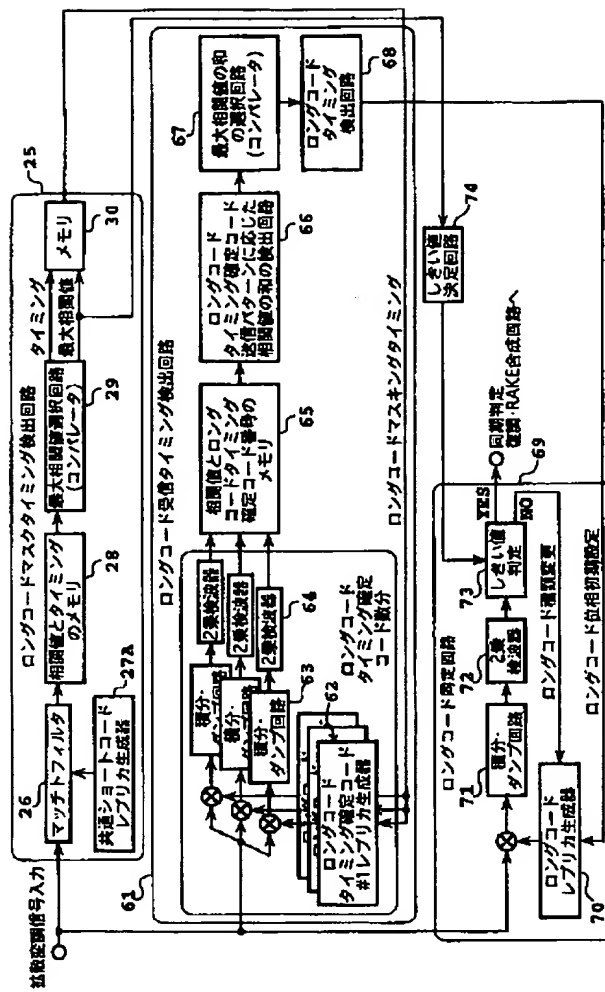
【图 15】



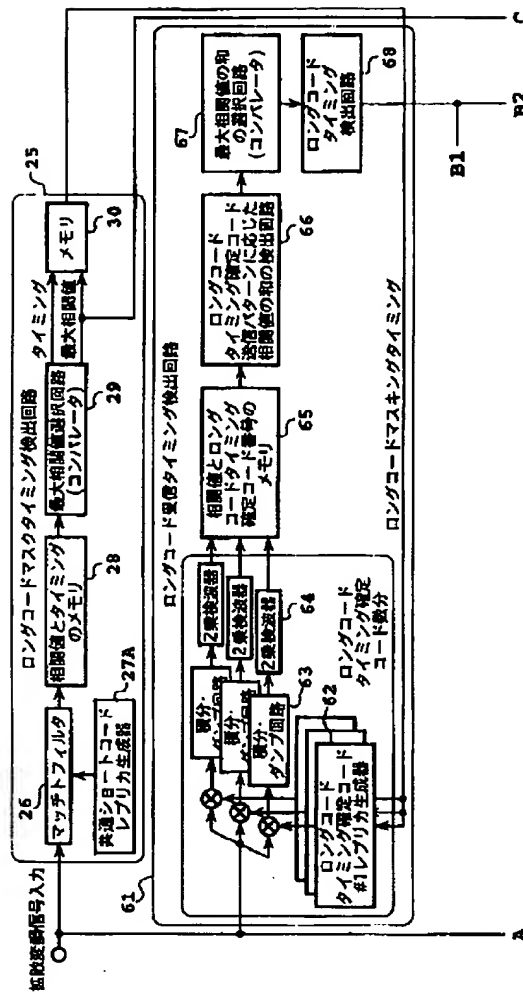
【図16】



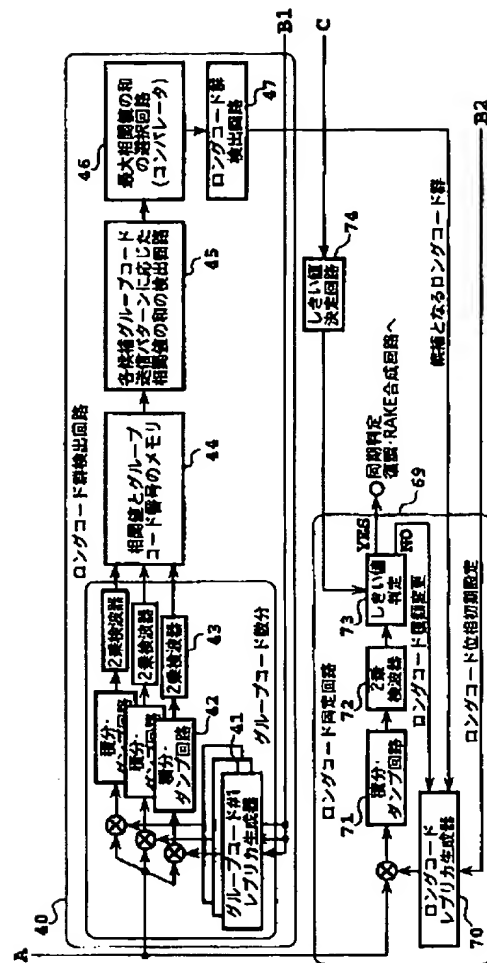
[図17]



[図18]



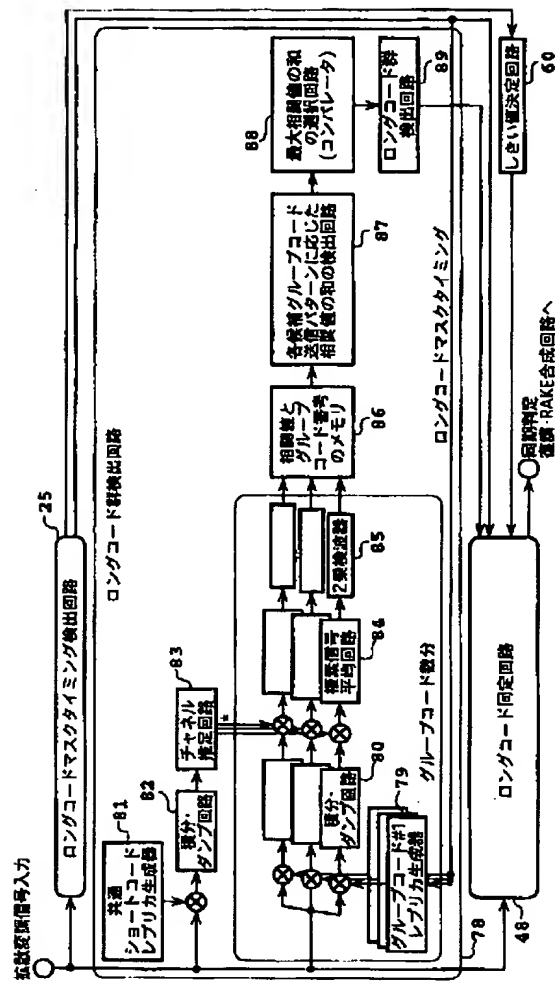
[図19]



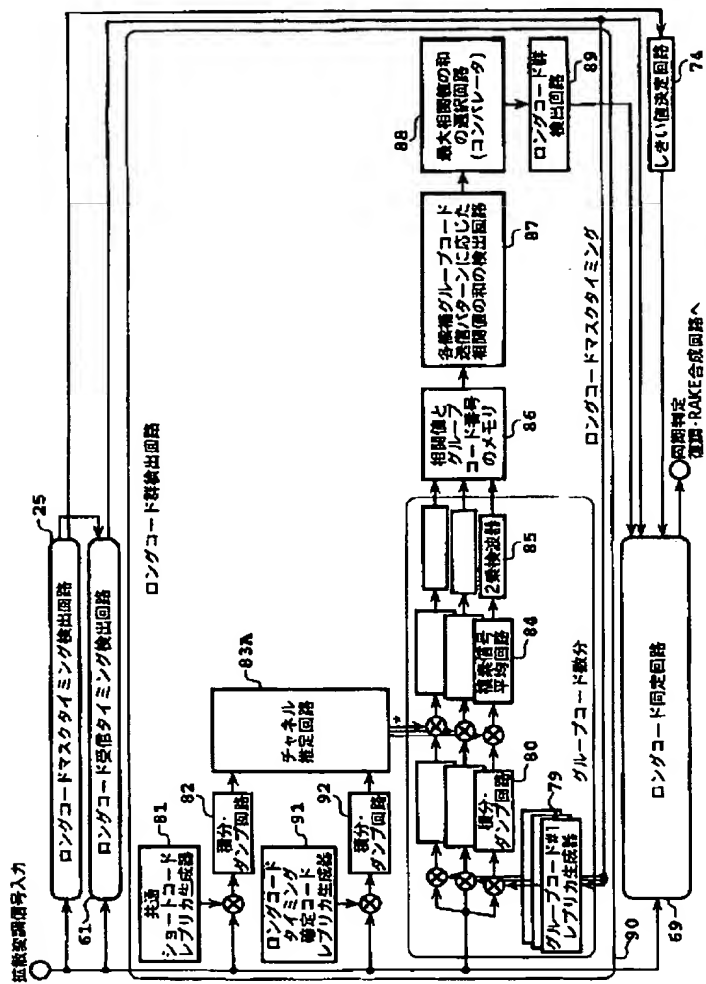
The diagram illustrates a digital signal processing system for a color television receiver. It consists of several main functional blocks and signal paths:

- Input Section (Left):** Three input signals are shown: "縦位置調整信号入力 25" (Vertical Position Adjustment Signal Input 25), "ロングコードマスクタイミング検出回路" (Long Code Mask Timing Detection Circuit), "ロングコード受信タイミング検出回路" (Long Code Reception Timing Detection Circuit), and "ロングコード群検出回路" (Long Code Group Detection Circuit). These are connected to a common bus line labeled "60".
- Processing Section (Center):**
 - The "ロングコードマスクタイミング検出回路" output is connected to a "共通シフトコードレプリカ生成器 52" (Common Shift Code Replica Generator 52).
 - The "ロングコード受信タイミング検出回路" output is connected to a "タイミング生成器 76" (Timing Generator 76).
 - The "ロングコード群検出回路" output is connected to a "グルーブコードレプリカ生成器 54" (Groove Code Replica Generator 54).
 - Each of these three components (52, 76, 54) is connected to a "差分・ダンパ回路" (Difference/Damper Circuit) (53, 52, 54 respectively).
 - The outputs of these three difference/damper circuits are connected to a "チャンネル検出回路 55A" (Channel Detection Circuit 55A).
- Output Section (Right):**
 - The "チャンネル検出回路 55A" output is connected to a "乗算回路 50" (Multiplier Circuit 50).
 - The "乗算回路 50" output is connected to a "乗算回路 56A" (Multiplier Circuit 56A).
 - The "乗算回路 56A" output is connected to a "乗算回路 57" (Multiplier Circuit 57).
 - The "乗算回路 57" output is connected to a "乗算回路 58" (Multiplier Circuit 58).
 - The "乗算回路 58" output is connected to a "乗算回路 59" (Multiplier Circuit 59).
 - The "乗算回路 59" output is connected to a "乗算回路 60" (Multiplier Circuit 60).
 - The "乗算回路 60" output is connected to a "乗算回路 61" (Multiplier Circuit 61).
 - The "乗算回路 61" output is connected to a "乗算回路 62" (Multiplier Circuit 62).
 - The "乗算回路 62" output is connected to a "乗算回路 63" (Multiplier Circuit 63).
 - The "乗算回路 63" output is connected to a "乗算回路 64" (Multiplier Circuit 64).
 - The "乗算回路 64" output is connected to a "乗算回路 65" (Multiplier Circuit 65).
 - The "乗算回路 65" output is connected to a "乗算回路 66" (Multiplier Circuit 66).
 - The "乗算回路 66" output is connected to a "乗算回路 67" (Multiplier Circuit 67).
 - The "乗算回路 67" output is connected to a "乗算回路 68" (Multiplier Circuit 68).
 - The "乗算回路 68" output is connected to a "乗算回路 69" (Multiplier Circuit 69).
 - The "乗算回路 69" output is connected to a "乗算回路 70" (Multiplier Circuit 70).
 - The "乗算回路 70" output is connected to a "乗算回路 71" (Multiplier Circuit 71).
 - The "乗算回路 71" output is connected to a "乗算回路 72" (Multiplier Circuit 72).
 - The "乗算回路 72" output is connected to a "乗算回路 73" (Multiplier Circuit 73).
 - The "乗算回路 73" output is connected to a "乗算回路 74" (Multiplier Circuit 74).
 - The "乗算回路 74" output is connected to a "乗算回路 75" (Multiplier Circuit 75).
 - The "乗算回路 75" output is connected to a "乗算回路 76" (Multiplier Circuit 76).
 - The "乗算回路 76" output is connected to a "乗算回路 77" (Multiplier Circuit 77).
 - The "乗算回路 77" output is connected to a "乗算回路 78" (Multiplier Circuit 78).
 - The "乗算回路 78" output is connected to a "乗算回路 79" (Multiplier Circuit 79).
 - The "乗算回路 79" output is connected to a "乗算回路 80" (Multiplier Circuit 80).
 - The "乗算回路 80" output is connected to a "乗算回路 81" (Multiplier Circuit 81).
 - The "乗算回路 81" output is connected to a "乗算回路 82" (Multiplier Circuit 82).
 - The "乗算回路 82" output is connected to a "乗算回路 83" (Multiplier Circuit 83).
 - The "乗算回路 83" output is connected to a "乗算回路 84" (Multiplier Circuit 84).
 - The "乗算回路 84" output is connected to a "乗算回路 85" (Multiplier Circuit 85).
 - The "乗算回路 85" output is connected to a "乗算回路 86" (Multiplier Circuit 86).
 - The "乗算回路 86" output is connected to a "乗算回路 87" (Multiplier Circuit 87).
 - The "乗算回路 87" output is connected to a "乗算回路 88" (Multiplier Circuit 88).
 - The "乗算回路 88" output is connected to a "乗算回路 89" (Multiplier Circuit 89).
 - The "乗算回路 89" output is connected to a "乗算回路 90" (Multiplier Circuit 90).
 - The "乗算回路 90" output is connected to a "乗算回路 91" (Multiplier Circuit 91).
 - The "乗算回路 91" output is connected to a "乗算回路 92" (Multiplier Circuit 92).
 - The "乗算回路 92" output is connected to a "乗算回路 93" (Multiplier Circuit 93).
 - The "乗算回路 93" output is connected to a "乗算回路 94" (Multiplier Circuit 94).
 - The "乗算回路 94" output is connected to a "乗算回路 95" (Multiplier Circuit 95).
 - The "乗算回路 95" output is connected to a "乗算回路 96" (Multiplier Circuit 96).
 - The "乗算回路 96" output is connected to a "乗算回路 97" (Multiplier Circuit 97).
 - The "乗算回路 97" output is connected to a "乗算回路 98" (Multiplier Circuit 98).
 - The "乗算回路 98" output is connected to a "乗算回路 99" (Multiplier Circuit 99).
 - The "乗算回路 99" output is connected to a "乗算回路 100" (Multiplier Circuit 100).
 - The "乗算回路 100" output is connected to a "乗算回路 101" (Multiplier Circuit 101).
 - The "乗算回路 101" output is connected to a "乗算回路 102" (Multiplier Circuit 102).
 - The "乗算回路 102" output is connected to a "乗算回路 103" (Multiplier Circuit 103).
 - The "乗算回路 103" output is connected to a "乗算回路 104" (Multiplier Circuit 104).
 - The "乗算回路 104" output is connected to a "乗算回路 105" (Multiplier Circuit 105).
 - The "乗算回路 105" output is connected to a "乗算回路 106" (Multiplier Circuit 106).
 - The "乗算回路 106" output is connected to a "乗算回路 107" (Multiplier Circuit 107).
 - The "乗算回路 107" output is connected to a "乗算回路 108" (Multiplier Circuit 108).
 - The "乗算回路 108" output is connected to a "乗算回路 109" (Multiplier Circuit 109).
 - The "乗算回路 109" output is connected to a "乗算回路 110" (Multiplier Circuit 110).
 - The "乗算回路 110" output is connected to a "乗算回路 111" (Multiplier Circuit 111).
 - The "乗算回路 111" output is connected to a "乗算回路 112" (Multiplier Circuit 112).
 - The "乗算回路 112" output is connected to a "乗算回路 113" (Multiplier Circuit 113).
 - The "乗算回路 113" output is connected to a "乗算回路 114" (Multiplier Circuit 114).
 - The "乗算回路 114" output is connected to a "乗算回路 115" (Multiplier Circuit 115).
 - The "乗算回路 115" output is connected to a "乗算回路 116" (Multiplier Circuit 116).
 - The "乗算回路 116" output is connected to a "乗算回路 117" (Multiplier Circuit 117).
 - The "乗算回路 117" output is connected to a "乗算回路 118" (Multiplier Circuit 118).
 - The "乗算回路 118" output is connected to a "乗算回路 119" (Multiplier Circuit 119).
 - The "乗算回路 119" output is connected to a "乗算回路 120" (Multiplier Circuit 120).
 - The "乗算回路 120" output is connected to a "乗算回路 121" (Multiplier Circuit 121).
 - The "乗算回路 121" output is connected to a "乗算回路 122" (Multiplier Circuit 122).
 - The "乗算回路 122" output is connected to a "乗算回路 123" (Multiplier Circuit 123).
 - The "乗算回路 123" output is connected to a "乗算回路 124" (Multiplier Circuit 124).
 - The "乗算回路 124" output is connected to a "乗算回路 125" (Multiplier Circuit 125).
 - The "乗算回路 125" output is connected to a "乗算回路 126" (Multiplier Circuit 126).
 - The "乗算回路 126" output is connected to a "乗算回路 127" (Multiplier Circuit 127).
 - The "乗算回路 127" output is connected to a "乗算回路 128" (Multiplier Circuit 128).
 - The "乗算回路 128" output is connected to a "乗算回路 129" (Multiplier Circuit 129).
 - The "乗算回路 129" output is connected to a "乗算回路 130" (Multiplier Circuit 130).
 - The "乗算回路 130" output is connected to a "乗算回路 131" (Multiplier Circuit 131).
 - The "乗算回路 131" output is connected to a "乗算回路 132" (Multiplier Circuit 132).
 - The "乗算回路 132" output is connected to a "乗算回路 133" (Multiplier Circuit 133).
 - The "乗算回路 133" output is connected to a "乗算回路 134" (Multiplier Circuit 134).
 - The "乗算回路 134" output is connected to a "乗算回路 135" (Multiplier Circuit 135).
 - The "乗算回路 135" output is connected to a "乗算回路 136" (Multiplier Circuit 136).
 - The "乗算回路 136" output is connected to a "乗算回路 137" (Multiplier Circuit 137).
 - The "乗算回路 137" output is connected to a "乗算回路 138" (Multiplier Circuit 138).
 - The "乗算回路 138" output is connected to a "乗算回路 139" (Multiplier Circuit 139).
 - The "乗算回路 139" output is connected to a "乗算回路 140" (Multiplier Circuit 140).
 - The "乗算回路 140" output is connected to a "乗算回路 141" (Multiplier Circuit 141).
 - The "乗算回路 141" output is connected to a "乗算回路 142" (Multiplier Circuit 142).
 - The "乗算回路 142" output is connected to a "乗算回路 143" (Multiplier Circuit 143).
 - The "乗算回路 143" output is connected to a "乗算回路 144" (Multiplier Circuit 144).
 - The "乗算回路 144" output is connected to a "乗算回路 145" (Multiplier Circuit 145).
 - The "乗算回路 145" output is connected to a "乗算回路 146" (Multiplier Circuit 146).
 - The "乗算回路 146" output is connected to a "乗算回路 147" (Multiplier Circuit 147).
 - The "乗算回路 147" output is connected to a "乗算回路 148" (Multiplier Circuit 148).
 - The "乗算回路 148" output is connected to a "乗算回路 149" (Multiplier Circuit 149).
 - The "乗算回路 149" output is connected to a "乗算回路 150" (Multiplier Circuit 150).
 - The "乗算回路 150" output is connected to a "乗算回路 151" (Multiplier Circuit 151).
 - The "乗算回路 151" output is connected to a "乗算回路 152" (Multiplier Circuit 152).
 - The "乗算回路 152" output is connected to a "乗算回路 153" (Multiplier Circuit 153).
 - The "乗算回路 153" output is connected to a "乗算回路 154" (Multiplier Circuit 154).
 - The "乗算回路 154" output is connected to a "乗算回路 155" (Multiplier Circuit 155).
 - The "乗算回路 155" output is connected to a "乗算回路 156" (Multiplier Circuit 156).
 - The "乗算回路 156" output is connected to a "乗算回路 157" (Multiplier Circuit 157).
 - The "乗算回路 157" output is connected to a "乗算回路 158" (Multiplier Circuit 158).
 - The "乗算回路 158" output is connected to a "乗算回路 159" (Multiplier Circuit 159).
 - The "乗算回路 159" output is connected to a "乗算回路 160" (Multiplier Circuit 160).</

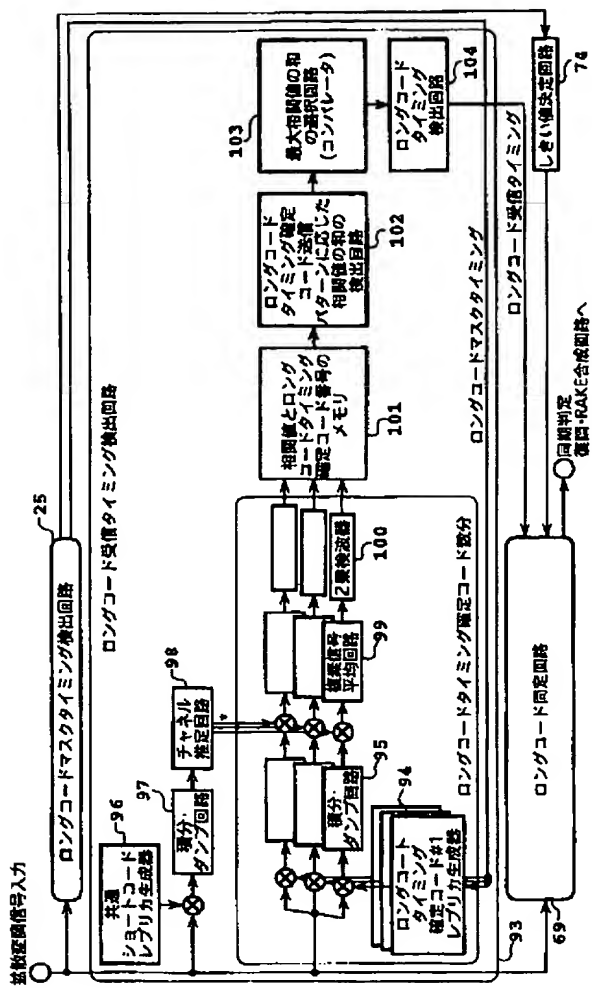
〔図21〕



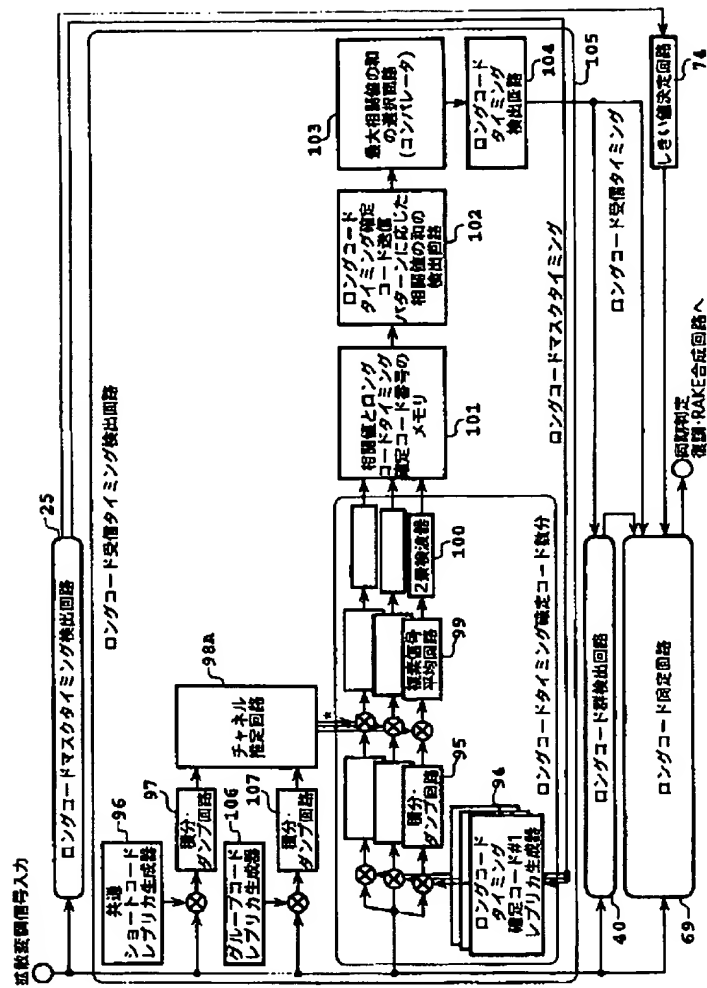
【例 2 2】



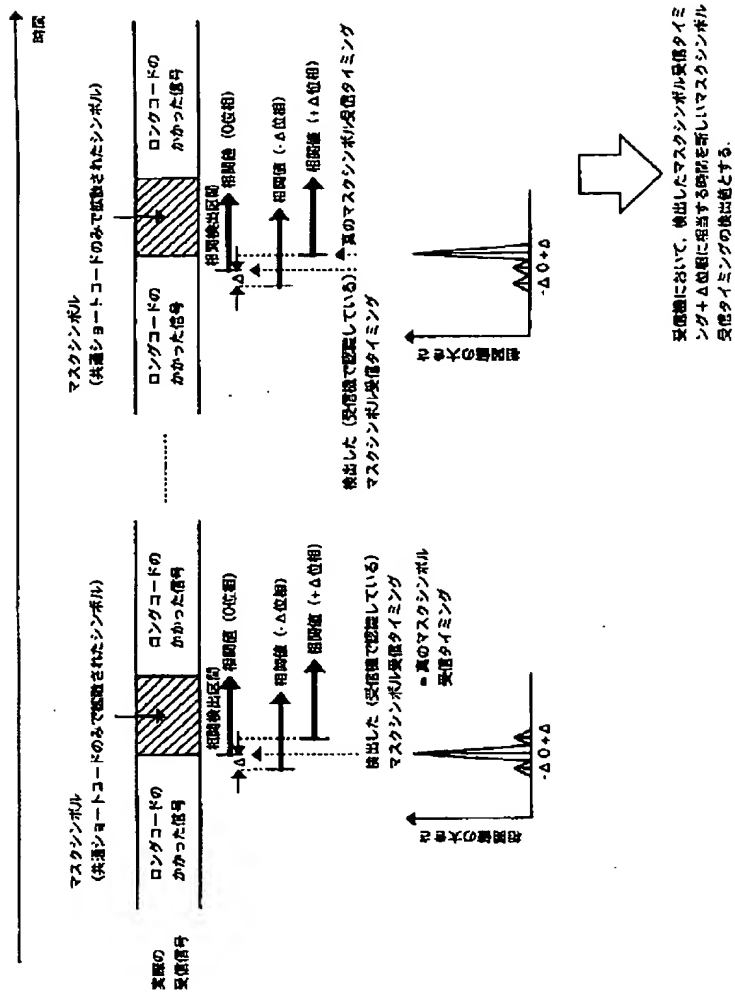
【图 2 3】



(図24)



【图 25】



【図26】

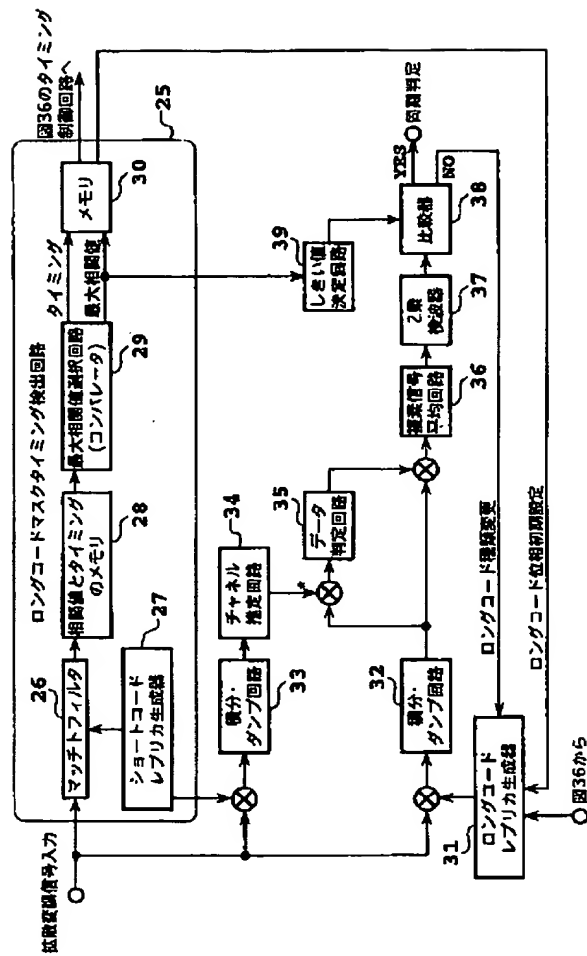
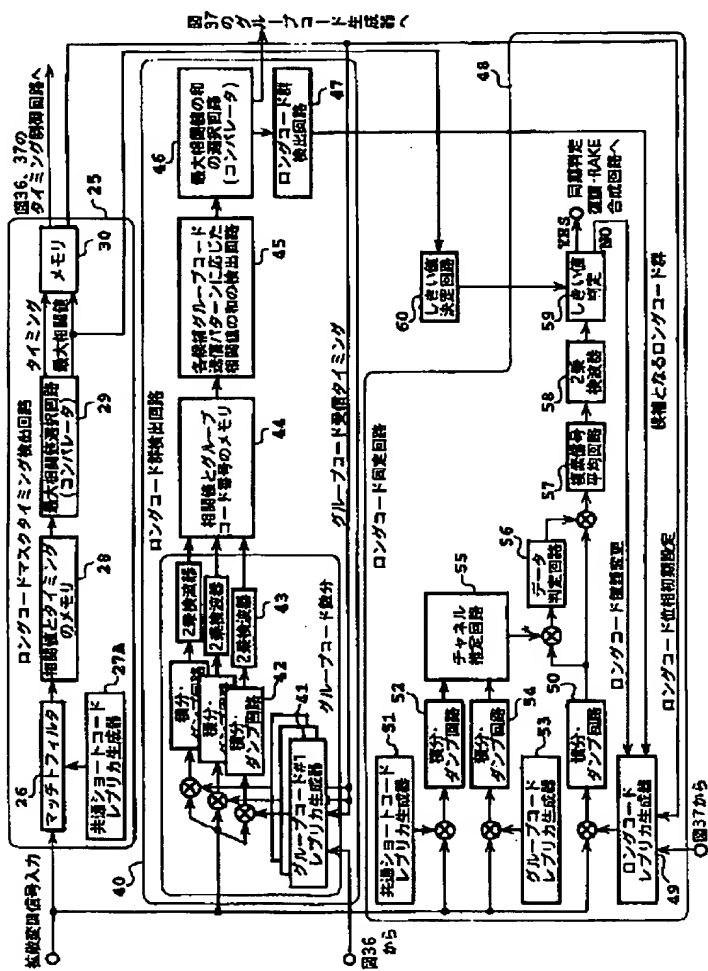
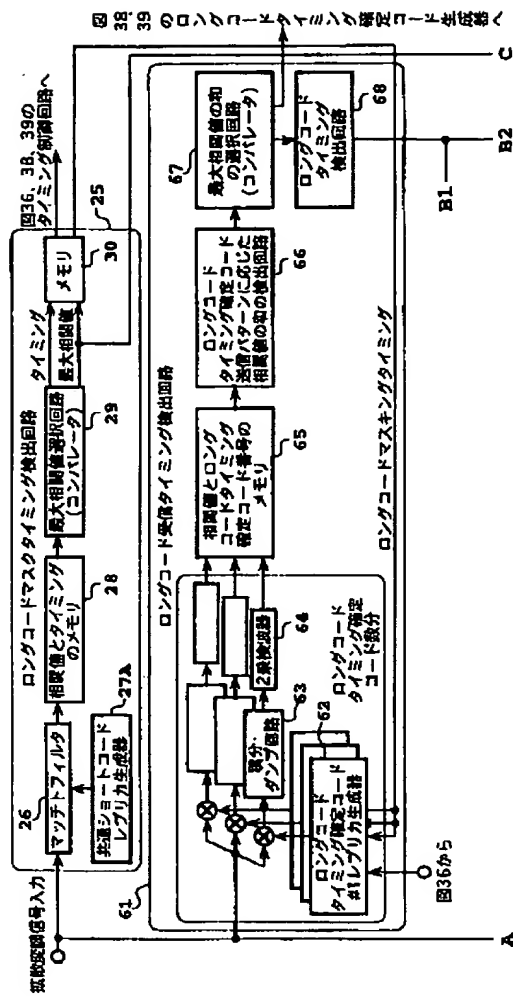


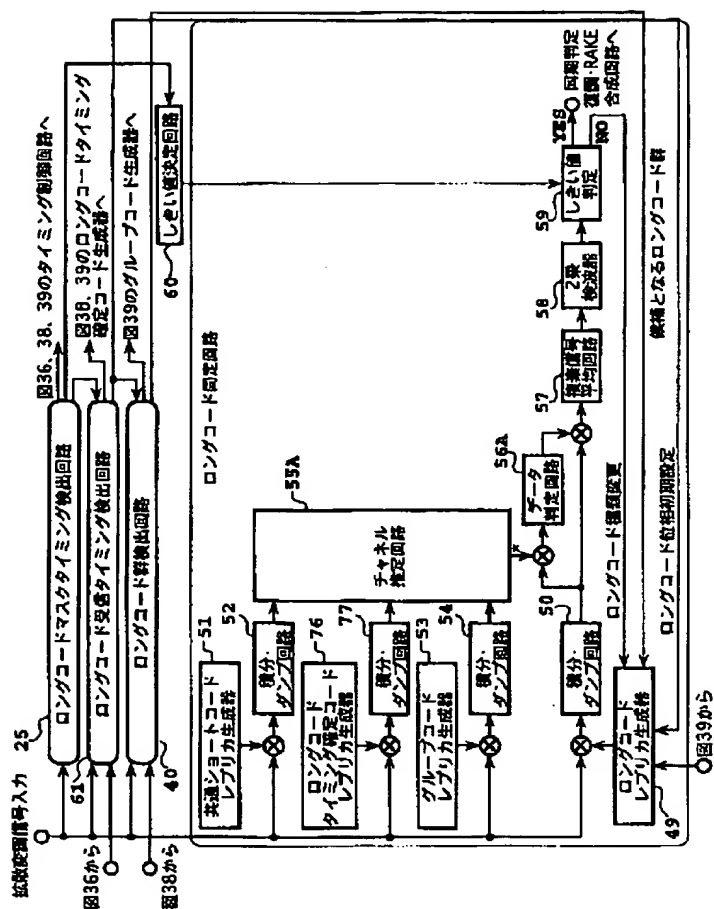
図76の3-17-2の表を参照



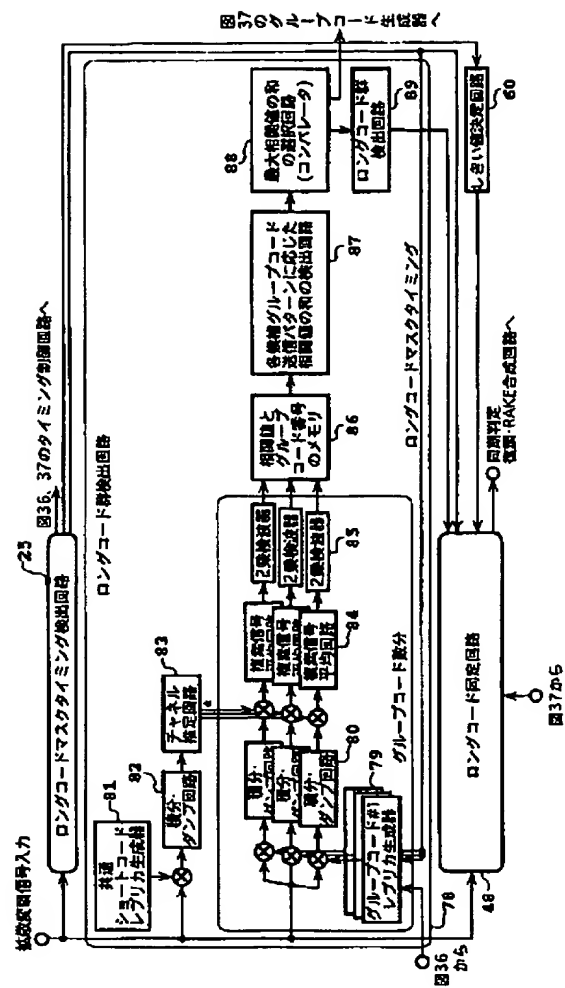
【図29】



【图 3 1】



(図32)



【图 3 3】

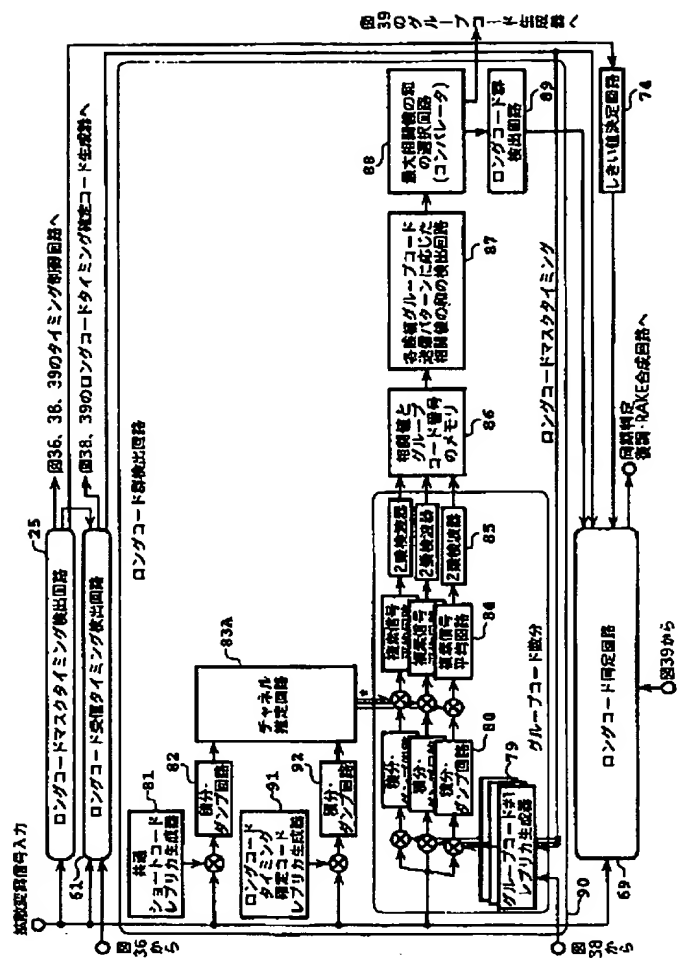


図 3 図 4 の入出力の一致の程度

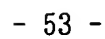
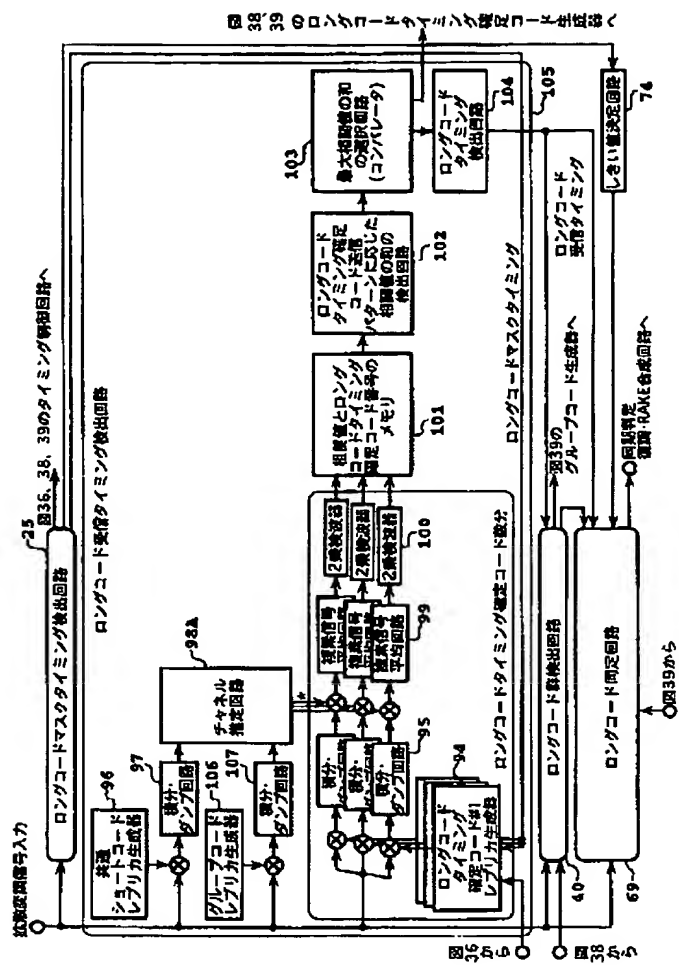
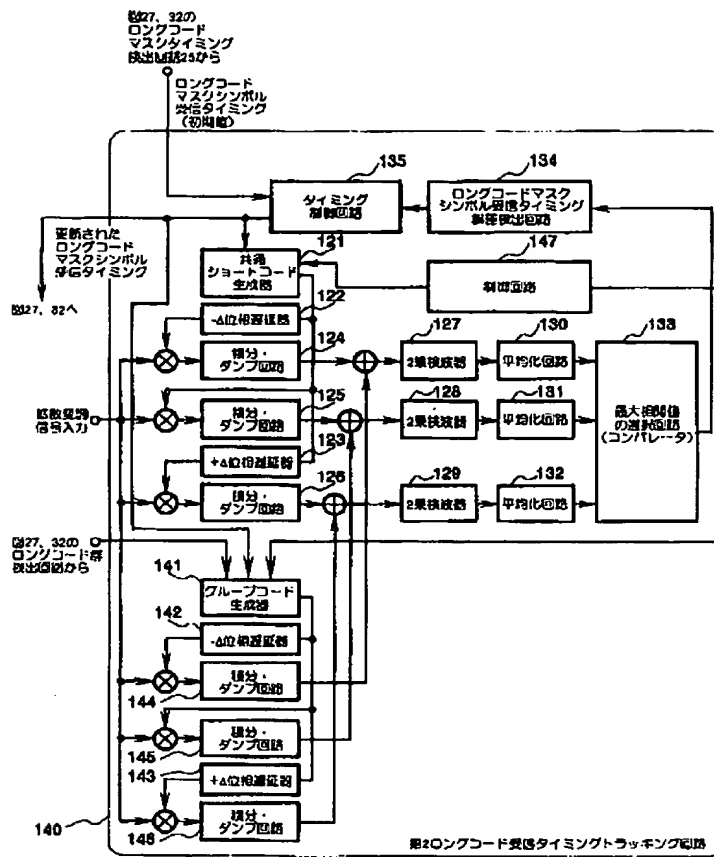


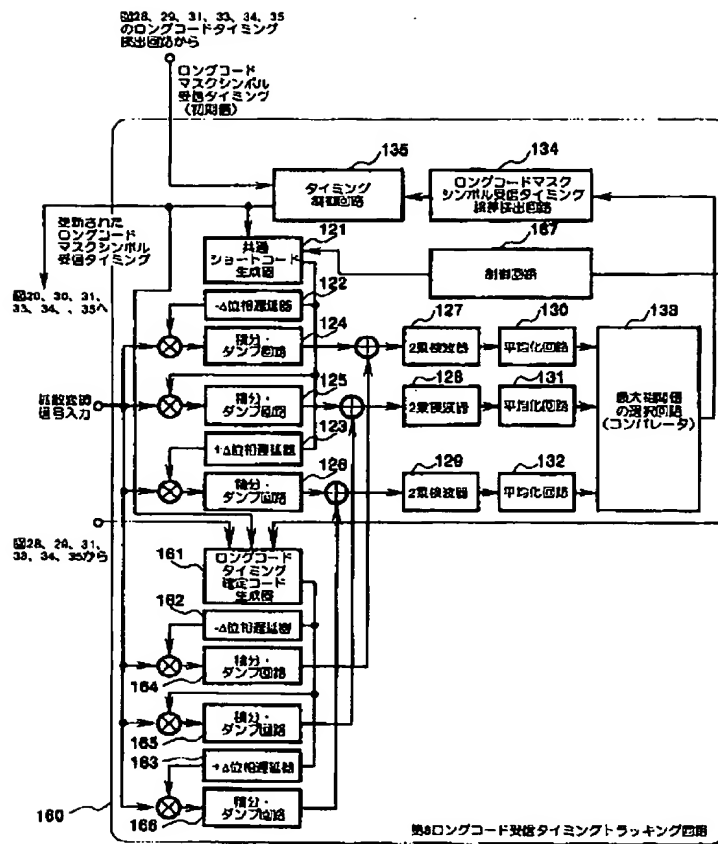
図 38, 39 ①口ハカワ一エカ、川ハカワ郡役所一エ州城迄



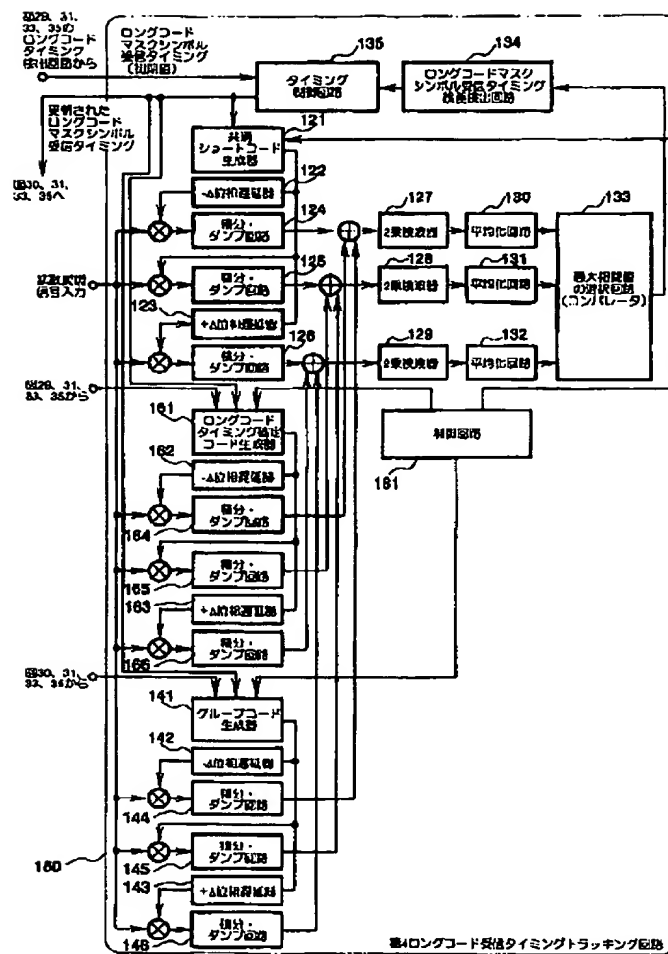
〔図37〕



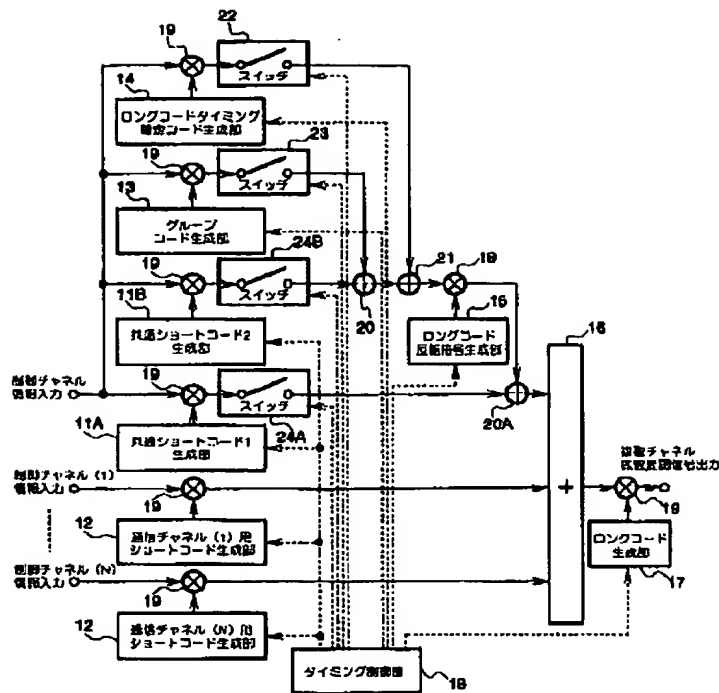
【図38】



(図39)



【図40】



フロントページの続き

(72)発明者 大野 公士
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72)発明者 東 明洋
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内